

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONVERTOR CC-CC MEIA-PONTE ZVS-PWM:

ANÁLISE, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IVAN EIDT COLLING

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1994

**CONVERTOR CC-CC MEIA-PONTE ZVS-PWM:
ANÁLISE, PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO**

IVAN EIDT COLLING

**ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO
DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA,
ESPECIALIDADE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, TENDO SIDO APROVADA
EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**



Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.
Orientador

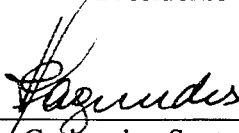


Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

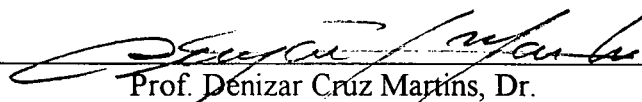
BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.
Presidente



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

*À Rita Mara amada,
esposa e namorada.*

*"Ciência sem consciência
não passa de ruína da alma."*

(François Rabelais)

*"Um dos grandes deveres da Universidade
é implantar suas práticas profissionais
no seio do povo."*

(Ernesto "Che" Guevara)

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, cuja competente e segura orientação tive o privilégio de receber, pelos ensinamentos, pela dedicação, pelo incentivo, pela amizade e pela tolerância, bem como pelo empenho em fazer nosso país respeitado, em nível mundial, na área de Eletrônica de Potência.

Aos Professores João Carlos dos Santos Fagundes e Denizar Cruz Martins, pelas críticas, pelos comentários e pela colaboração.

Ao Professor Arnaldo José Perin, pelo interesse demonstrado.

Ao Professor José Renes Pinheiro, quem pela primeira vez mostrou-me que pesquisa sem esforço e persistência não existe, pelo incentivo e pela amizade.

Ao Professor Humberto Pinheiro, pela colaboração e pelo incentivo para cursar Pós-Graduação.

Ao Professor Evaldo Pauli, sua esposa Tudy e filha Valda, que possibilitaram nossa vinda, acolhendo-nos nesta bela cidade. *Sincerajn elkorajn dankojn!*

A todos os colegas do curso de Mestrado, pelo companheirismo e pelo espírito de grupo desenvolvidos ao longo destes dois anos. De forma especial, ao colega René Pastor Torrico Bascopé, pela amizade e pela parceria na elaboração do circuito de comando do conversor.

Aos colegas Alexandre Ferrari de Souza, José Gregorio Contreras, Peter Mantovanelli Barbosa, Paulo Roberto Gaidzinski e Gláucio Nascimento de Abreu, pelo interesse demonstrado e pela colaboração.

Aos técnicos Luiz Marcellus Coelho e Antonio Luiz Schalata Pacheco e ao secretário da Coordenadoria de Pós-Graduação, Wilson Silva Costa, pela amizade e pela presteza com que sempre me atenderam.

Ao CNPq e INEP/UFSC, por viabilizarem materialmente a realização deste trabalho. Ao povo brasileiro, sempre esquecido, mas que com seu suor foi, na verdade, o grande patrocinador desta pesquisa.

A meus pais, Ivo e Clara, que sempre incentivaram e propiciaram o desenvolvimento de seus filhos, pelo apoio, pela dedicação, pelo interesse e pelo carinho que demonstraram.

A meu irmão Ivacir, pelo companheirismo e pela dedicação.

A meus sogros, Estevam e Maria de Lourdes, pelo apoio, pelo incentivo e pelo carinho.

A minha esposa Rita Mara, que toma como seus meus compromissos e responsabilidades, pelo amor, pelo carinho, pelo companheirismo, pela dedicação e pela renúncia, pelos dias e noites inteiras dedicadas a este trabalho. Por tudo isto não há palavras; deixo meu coração falar por mim...

A Deus, por possibilitar-nos esta maravilhosa experiência que é a vida.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	ix
RESUMO	xvi
ABSTRACT	xvii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 - CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO	
1.1 - INTRODUÇÃO	3
1.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR	8
1.2.1 - Etapas de operação do conversor	11
1.2.2 - Característica de saída	20
1.2.3 - Esforços nos interruptores e perdas durante a condução	24
1.2.4 - Estudo das comutações	28
1.2.5 - Outras considerações	30
1.2.5.1 - Proporcionalidade dos tempos de transição	30
1.2.5.2 - Filtro de saída	31
1.2.5.3 - Potência processada através de cada interruptor; potência circulante e energia fixa na indutância magnetizante	34
1.2.5.4 - Seleção dos capacitores de armazenamento de energia	35
1.2.6 - Operação no modo descontínuo	37
1.2.7 - Ampliação da faixa de comutação ZVS: inclusão de pólo ressonante	46
1.2.7.1 - Perdas durante a condução	53
1.3 - CONCLUSÃO	54
CAPÍTULO 2 - SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONVERSOR ASSIMÉTRICO	
2.1 - INTRODUÇÃO	56
2.2 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR SEM PÓLO RESSONANTE	56

2.3 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM PÓLO RESSONANTE	61
2.4 - CONCLUSÃO	64

CAPÍTULO 3 - PROJETO DO CONVERSOR MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO

3.1 - INTRODUÇÃO	65
3.2 - METODOLOGIA DE PROJETO	65
3.2.1 - Dimensionamento dos interruptores	67
3.2.2 - Capacitores de armazenamento de energia	68
3.2.3 - Transformador	68
3.2.4 - Indutor série externo	71
3.2.5 - Filtro de saída	72
3.2.6 - Pólo ressonante	73
3.2.7 - Circuito de grampeamento da tensão dos diodos retificadores	75
3.3 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO COM AMPLA FAIXA DE VARIAÇÃO NA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO	76
3.4 - EXEMPLO DE PROJETO	77
3.4.1 - Transformador	87
3.4.2 - Dimensionamento dos interruptores e dissipadores	90
3.4.3 - Capacitores de armazenamento de energia	91
3.4.4 - Indutor série externo	92
3.4.5 - Filtro de saída	93
3.4.6 - Pólo ressonante	95
3.4.7 - Circuito de grampeamento	96
3.4.8 - Rendimento teórico	97
3.5 - SIMULAÇÃO NUMÉRICA DA ESTRUTURA PROJETADA	98
3.6 - CONCLUSÃO	100

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 - INTRODUÇÃO	101
------------------------	-----

4.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE

 ASSIMÉTRICO 101

4.2.1 - Formas de onda 104

4.2.2 - Característica de saída 109

4.2.3 - Curva de rendimento 110

4.3 - CONCLUSÃO 110

CONCLUSÃO GERAL 112

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 113

APÊNDICE A - ESTUDO DO TRANSFORMADOR A.1

 A.1 - DISTRIBUIÇÃO DAS CORRENTES ENTRE OS SECUNDÁRIOS A.2

 A.2 - COMPOSIÇÃO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO A.4

 A.3 - OBTENÇÃO DO FATOR K_p A.7

APÊNDICE B - ANÁLISE DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ ATRAVÉS DO SECUNDÁRIO 2 B.1

APÊNDICE C - CIRCUITO DE COMANDO C.1

SIMBOLOGIA

a	- Relação de espiras do transformador
A	- Representa a área sob uma curva
A_c	- Área de cobre do condutor
A_e	- Área da perna central do núcleo
$A_e A_w$	- Produto das áreas da janela e da perna central do núcleo, utilizado como parâmetro no dimensionamento de indutores e transformadores
A_{pr}	- Área de cobre necessária ao enrolamento primário
A_{sec}	- Área de cobre necessária ao enrolamento secundário
A_w	- Área da janela do núcleo
B	- Densidade de fluxo magnético
B_{sat}	- Densidade de fluxo magnético de saturação
BV_{DSS}	- Tensão de ruptura dreno-fonte do MOSFET
C	- Capacitor de armazenamento de energia; capacitor do circuito de comando;
C_a	- Capacitor do circuito auxiliar de comutação (pólo ressonante)
C_{aeq}	- Capacitor auxiliar equivalente
C_b	- Capacitor de balanceamento do conversor em ponte completa assimétrico
C_{Dr}	- Capacitância intrínseca do diodo retificador
C_e	- Capacitor de filtragem do estágio de entrada
C_{eq}	- Capacitor de armazenamento equivalente
C_f	- Capacitor de filtragem do estágio de saída do conversor
C_{gr}	- Capacitor do circuito de grampeamento
Ch	- Chave
C_{oss}	- Capacitância de saída do MOSFET
C_p	- Capacitância paralela ao interruptor
C_{peq}	- Capacitância paralela equivalente

C_{pext}	- Capacitor paralelo externo ao interruptor
C_s	- Capacitância destinada a suprimir as oscilações de tensão devidas às indutâncias parasitas.
D	- Interruptor não controlado (diodo); razão cíclica; diodo do circuito de comando
D_c	- Razão cíclica crítica
D_e	- Diodo do estágio de entrada
D_{gr}	- Diodo do circuito de grampeamento
D_r	- Diodo retificador do estágio de saída
$D_{(V_{ent,máx})}$	- Razão cíclica com a qual o conversor atende a carga nominal na condição de tensão de entrada máxima
D_z	- Diodo zener
$E_{(1-D)}$	- Energia entregue ao estágio de saída durante o intervalo $(1-D)T$
E_D	- Energia entregue ao estágio de saída durante o intervalo DT
E_{La}	- Energia armazenada no indutor auxiliar de comutação
E_{Lmcirc}	- Energia circulante na indutância magnetizante
E_{Lmfixa}	- Energia fixa na indutância magnetizante
E_{Lr}	- Energia armazenada no indutor ressonante
E_{Lrc}	- Energia armazenada no indutor ressonante na condição crítica
E_{S1}	- Energia injetada através do interruptor S_1
E_{S2}	- Energia injetada através do interruptor S_2
f_c	- Frequência de comutação do conversor.
$I_{D(on)}$	- Corrente contínua através do dreno do MOSFET
I_{ef}	- Corrente eficaz total do conversor, responsável pelas perdas durante a condução dos interruptores principais
I_{ef_n}	- Corrente eficaz total do conversor normalizada com relação a I_s'
I_{ent}	- Corrente fornecida pela fonte de alimentação do conversor
I_{Fef}	- Corrente eficaz direta através do diodo
I_{Fmed}	- Corrente média direta do diodo
I_{gt}	- Corrente de disparo do tiristor

I_{Lac}	- Corrente a ser fornecida pelo circuito auxiliar na condição crítica
I_m	- Corrente média através da indutância magnetizante
Inv	- Inversor lógico
I_p	- Corrente através do primário do transformador ideal
I_{pr}	- Corrente eficaz através do primário do transformador real
I_s	- Corrente de saída do conversor
I_{sc}	- Corrente de saída crítica
I_{sec}	- Corrente através do secundário do transformador
$I_{s_{efn}}^i$	- Corrente eficaz através do interruptor i normalizada com relação a I_s'
I_{sn}	- Corrente de saída normalizada com relação a L_r
J	- Densidade de corrente
K	- Coeficiente obtido a partir do produto de K_p , K_t e K_u
k_E	- Coeficiente de perdas por corrente de Foucault
k_H	- Coeficiente de histerese do ferrite
K_p	- Fator de primário
K_t	- Fator de topologia da estrutura
K_u	- Fator de utilização da área da janela do núcleo
L_a	- Indutor do circuito auxiliar de comutação
$L_{A,B,C,D}$	- Referem-se aos valores obtidos nas diversas medições de indutâncias de dispersão.
L_d	- Indutância de dispersão total do transformador
L_{dpr}	- Indutância de dispersão do primário do transformador
L_{dsec}	- Indutância de dispersão do secundário do transformador
l_e	- Comprimento do caminho magnético médio do núcleo
L_{ext}	- Indutor externo colocado em série com o primário a fim de compor a indutância ressonante
L_f	- Indutor de filtragem do estágio de saída do conversor
l_g	- Comprimento do entreferro
L_m	- Indutância magnetizante do transformador

L_r	- Indutância ressonante
l_t	- Comprimento médio de uma espira
N_L	- Número de espiras de um indutor
n_L	- Número de fios que devem ser associados em paralelo no enrolamento do indutor
N_{pr}	- Número de espiras no primário do transformador
n_{pr}	- número de fios que devem ser associados em paralelo no primário
N_{sec}	- Número de espiras no secundário do transformador
n_{sec}	- número de fios que devem ser associados em paralelo no secundário
P	- Potenciômetro do circuito de comando
$P_{(1-D)}$	- Potência entregue ao estágio de saída durante o intervalo $(1-D)T$
P_{Cu}	- Perdas no cobre do enrolamento
P_D	- Potência entregue ao estágio de saída durante o intervalo DT
P_{Dr}	- Perdas nos diodos retificadores
P_{ent}	- Potência de entrada do sistema
P_{gr}	- Potência absorvida e dissipada pelo circuito de grampeamento
P_{La}	- Perda de potência no indutor auxiliar de comutação
P_{Lf}	- Perda de potência no indutor de filtragem
P_{Lmcirc}	- Potência circulante na indutância magnetizante
P_{Lr}	- Perda de potência no indutor ressonante
P_N	- Perdas no núcleo
P_{pD}	- Potência dissipada no diodo
P_{perdas}	- Potência dissipada no conversor durante a operação normal
P_{pS}	- Potência dissipada na condução do interruptor
PP_{S1}	- Potência processada pelo interruptor S_1
PP_{S2}	- Potência processada pelo interruptor S_2
P_{Rse}	- Potência dissipada na resistência série equivalente do capacitor
P_s	- Potência de saída do sistema
$P_{S_{tot}}$	- Potência dissipada durante a condução nos interruptores principais

P_{Tr}	- Perda de potência no transformador
q	- Ganho estático do conversor
Q	- Transistor do circuito de comando
$R_{\theta CD}$	- Resistência térmica entre cápsula e dissipador
$R_{\theta DA}$	- Resistência térmica entre dissipador e ambiente
$R_{\theta JC}$	- Resistência térmica entre junção e cápsula
R	- Resistor do circuito de comando
R_c	- Resistência de carga
R_{cc}	- Resistência de carga crítica para a manutenção da comutação suave
R_{clim}	- Resistência de carga crítica na condição de tensão de entrada máxima
$R_{ds(on)}$	- Resistência de condução entre o dreno e a fonte do MOSFET
R_{gr}	- Resistor do circuito de grampeamento
R_{se}	- Resistência série equivalente do capacitor de filtragem
R_T	- Resistência térmica do núcleo
S	- Interruptor controlado
$S_i(t)$	- Função de comando do interruptor i
T	- Período de operação do conversor
t_0	- Início da observação do sistema
t_a	- Tempo de atraso na inibição de pulsos prolongados
T_{amb}	- Temperatura ambiente
T_c	- Transformador de corrente
t_d	- Tempo de desmagnetização do indutor de filtragem no modo de operação descontínuo
t_i	- Instante final da i -ésima etapa de operação
T_J	- Temperatura da junção do componente
T_p	- Transformador de pulso
V_{AB}	- Tensão entre os pontos A e B
V_{ABm}	- Máxima tensão média entre os pontos A e B

V_{cc}	- Tensão da fonte auxiliar
$V_{cc'}$	- Tensão da fonte auxiliar de acionamento do interruptor S_2
$V_{C_{peq}}^*$	- Diferença entre $V_{C_{peq}}$ e DV_{ent}
V_{DrF}	- Queda de tensão direta em um diodo retificador
V_{Drrev}	- Tensão reversa sobre um diodo retificador
V_{DS}	- Tensão dreno-fonte do MOSFET
V_e	- Volume do núcleo
V_{ent}	- Tensão do barramento de entrada
V_{fs}	- Tensão aplicada sobre o filtro de saída
V_{gr}	- Tensão de grampeamento do diodo retificador
V_{GS}	- Tensão entre gatilho e fonte
$V_{GS(TH)}$	- Limiar da tensão entre gatilho e fonte
V_{gt}	- Tensão de disparo do tiristor
V_R	- Máxima tensão reversa sobre o diodo
V_s	- Tensão de saída do conversor
V_{SD}	- Queda de tensão direta no diodo intrínseco do MOSFET
Z	- Impedância característica do circuito LC
γ	- Corrente de saída normalizada com relação a L_f
γ_{crit}	- Corrente de saída normalizada na situação limite entre a condução contínua e a descontínua
Δ	- Profundidade de penetração da corrente no condutor
ΔB	- Variação da densidade de fluxo magnético
ΔI_{fs}	- Variação total da corrente do filtro de saída
ΔI_m	- Variação da corrente através da indutância magnetizante
Δt_{ij}	- Intervalo de tempo entre t_i e t_j
ΔT	- Elevação de temperatura
ΔV	- Queda de tensão média devida às transições de estado do indutor ressonante
ΔV_c	- Queda de tensão ΔV na condição crítica

ΔV_C	- Variação da tensão nos capacitores de armazenamento de energia
ΔV_{Ca}	- Variação da tensão nos capacitores do circuito auxiliar de comutação
ΔV_s	- Variação total da tensão de saída
$\Delta \Phi$	- Variação do fluxo magnético
η	- Rendimento
λ	- Coeficiente que expressa uma relação entre a tensão de grampeamento de um diodo retificador e sua tensão reversa
μ_0	- Permeabilidade do vácuo ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N / A}^2$)
μ_r	- Permeabilidade relativa do material
ρ	- Resistividade
Φ	- Fluxo magnético
ω	- Frequência angular de oscilação do circuito LC
\triangleleft	- Indica o local onde é realizada a medição
\longleftrightarrow	- Indica elemento ou parte do circuito cuja corrente média é nula
\longleftrightarrow	- Indica elemento ou parte do circuito cuja corrente média não é nula
$\int_0^{DT} V_{Lr_n} ' dt$	- Integral da tensão pelo tempo sobre o indutor de filtragem, normalizada com relação à tensão de entrada do conversor

Superíndices

'	- (um apóstrofo) Valor referido ao primário do transformador
"	- (dois apóstrofes) Valor referido ao secundário do transformador

Subíndices

ef	- Valor eficaz da grandeza
máx	- Valor máximo da grandeza
méd	- Valor médio da grandeza
mín	- Valor mínimo da grandeza
nom	- Valor nominal da grandeza

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC-CC meia-ponte assimétrico. Esta topologia pode ser derivada a partir do conversor meia-ponte convencional, habilitando-se os interruptores durante intervalos complementares em cada período de operação. Consegue-se, desta maneira, comutação suave sem um aumento considerável nas perdas durante a condução. O uso de pólo ressonante aumenta sensivelmente a faixa de carga na qual é mantida a comutação suave.

Diversos aspectos do conversor são analisados, estabelecendo-se uma base teórica para fins de projeto. A fim de confirmar a análise teórica, a estrutura é simulada sob diferentes condições operacionais. Um procedimento de projeto é proposto, no qual a escolha da queda de tensão média de saída, devida às transições de estado do indutor ressonante, é feita após um estudo de minoração da corrente eficaz primária, incorrendo em menores perdas na condução. Mostram-se os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de 576W-10A.

ABSTRACT

This work presents a study of an asymmetrical half-bridge DC-DC converter. This topology can be derived from the conventional half-bridge converter, by allowing the switches to conduct during complementary time intervals in each period of operation. In this way, soft commutation is achieved without a remarkable increase in conduction losses. The use of resonant pole noticeably enlarges the load range in which this soft commutation is maintained.

Several aspects of the converter are analysed, establishing a theoretical background for design purposes. In order to confirm theoretical analysis, the structure is simulated under different operational conditions. A design procedure is proposed, in which the election of average output voltage drop, due to state transitions of the resonant inductor, is made up after a study of minimization of primary efficient current, thus achieving less conduction losses. Experimental results from a 576W-10A prototype are shown.

INTRODUÇÃO GERAL

O presente trabalho de Mestrado destina-se a atender a uma necessidade da indústria da área de telecomunicações. Tal setor tem demandado fontes de alimentação com crescentes imperativos no que tange a peso, volume, rendimento e faixa de potência de operação. É objeto de estudo um conversor CC-CC meia-ponte empregando comando assimétrico em interruptores com características funcionais de tiristores duais.

Os conversores normalmente empregados podem ser agrupados em convencionais (não ressonantes) e ressonantes. Os primeiros apresentam baixas perdas durante a condução nos interruptores; sua comutação é, no entanto, dissipativa. Já nos conversores ressonantes eliminam-se as perdas por comutação, elevando-se porém os valores das correntes e tensões a serem suportadas pelos semicondutores e, conseqüentemente, incrementando-se as perdas durante a condução.

O supracitado comando assimétrico, originalmente proposto por IMBERTSON & MOHAN [11], consiste na habilitação dos interruptores durante tempos complementares, no espaço de um período de operação, com aplicação de tensões desiguais sobre a carga, visando manter-se o equilíbrio no transformador. Com o emprego desta técnica, persegue-se um maior rendimento pela diminuição das perdas, fruto da conjugação das características desejáveis dos conversores convencionais e ressonantes.

No primeiro capítulo é feita uma abordagem teórica do conversor, mostrando-se suas etapas de operação, característica de saída, limite de operação no modo contínuo, bem como outros aspectos importantes sob o ponto de vista teórico e prático. Enfoca-se também o circuito auxiliar de comutação, cuja inclusão no circuito original possibilita um sensível aumento da faixa de carga atendida com comutação suave, facultando o emprego de tiristores duais.

Os resultados de simulação numérica do conversor são mostrados no segundo capítulo, como forma de dotar o modelamento matemático de credibilidade para o uso no projeto.

Discute-se no terceiro capítulo o projeto do conversor, iniciando-se pelo estabelecimento de uma metodologia para tal. Apresenta-se um exemplo de projeto, feito com base em um estudo

sobre a minimização do impacto da inclusão do circuito auxiliar nas perdas totais por condução dos interruptores.

No último capítulo, são mostrados e discutidos os resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo montado em laboratório.

CAPÍTULO 1

CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO

1.1 - INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CC com estrutura em ponte completa e meia-ponte convencionais se baseiam na aplicação de tensão sobre o filtro de saída durante uma parcela do período total de funcionamento. A razão entre o tempo de aplicação e o período total de funcionamento é denominada razão cíclica (D), a qual assume, em consequência, valores entre 0 e 1. Visando se manter a tensão de saída em níveis pré-estabelecidos face a diferentes demandas da carga e/ou variações da tensão do barramento, modula-se a razão cíclica. Esta é a origem da denominação PWM ("Pulse-Width Modulation"- Modulação por largura de pulso).

Devido às bruscas interrupções do fluxo de potência, bem como às súbitas entradas em condução, os interruptores, nos conversores convencionais, apresentam simultaneidade de tensão e corrente durante as comutações, fazendo com que as mesmas sejam dissipativas. Uma vez que as perdas por comutação são proporcionais à frequência de operação, este ponto torna proibitiva sua operação em altas frequências. Os crescentes imperativos de miniaturização de conversores, no entanto, indicavam a direção de maiores frequências, que por sua vez permitiriam uma substancial redução de peso e volume de elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) e transformadores. Materializando o esforço de pesquisadores ao redor do mundo, diversas técnicas de comutação suave foram desenvolvidas, as quais podem ser agrupadas em técnicas de comutação ZVS ("Zero-Voltage-Switching" - Comutação sob Tensão Nula) e ZCS ("Zero-Current-Switching"- Comutação sob Corrente Nula). Tais técnicas vieram ao encontro dos anseios de maior densidade de potência processada, bem como maior rendimento e diminuição dos ruídos irradiados e conduzidos, trazendo a lume criativas respostas aos mais variados desafios a que se propõem os pesquisadores.

Como maneira de minimizar as perdas por comutação, diversas estruturas empregando a ressonância das grandezas elétricas entre indutores e capacitores foram propostas [3,4,5]. Nestes conversores, realizam-se as comutações nos instantes do ciclo ressonante em que a tensão ou a corrente dos interruptores se anula. A maioria deles, no entanto, opera em frequência variável, fato que dificulta o projeto dos elementos reativos. Além disso, todos os conversores ressonantes, mesmo aqueles operados em frequência fixa [6,7], apresentam, em virtude da própria natureza da ressonância, altos valores de tensão e corrente circulante. Isto se traduz em esforços para os semicondutores e altas perdas durante a condução.

Restringir a ressonância somente aos pequenos intervalos de comutação é a técnica empregada por alguns autores [8,9,10,17]. O comportamento macroscópico das grandezas é semelhante ao verificado nos conversores convencionais operados por defasamento ("phase-shift PWM"). A inclusão de circuitos auxiliares de comutação, ainda que incorra em um aumento nas perdas por condução, garante comutação ZVS em toda a faixa de carga [9,10,17].

Voltando-se a atenção para a estrutura em meia-ponte convencional (fig.1.1), operando com razão cíclica unitária (cada interruptor habilitado durante 50% do período), verifica-se que, nesta condição, a comutação ZVS é possível. Quando S_1 é bloqueado, a corrente através da indutância de dispersão, L_d , é I_s' . Esta corrente força a entrada em condução do diodo D_2 , o que por sua vez permite que a energia armazenada naquela indutância ($L_d I_s'^2 / 2$) seja devolvida à fonte. Enquanto L_d se descarrega, a tensão sobre S_2 é nula. Assim, se este interruptor receber uma ordem de comando neste intervalo, conseguir-se-á uma comutação suave. S_1 , entretanto, continuará apresentando bloqueio dissipativo pois, em um circuito real, deverá bloquear toda a tensão de entrada antes de iniciar a transferência de corrente para D_2 .

A fim de se melhorarem as condições também no bloqueio, deve se permitir ao interruptor eximir-se da corrente, sem que para isto tenha de bloquear previamente a tensão de entrada. É necessário, portanto, prover-se outro caminho para esta corrente, que não o diodo correspondente. A alocação de pequenos capacitores (100pF - 10nF) em paralelo com os interruptores viabiliza este caminho, pois os capacitores admitem súbitas variações de corrente e apresentam inércia de tensão. O circuito resultante é apresentado na fig.1.2.

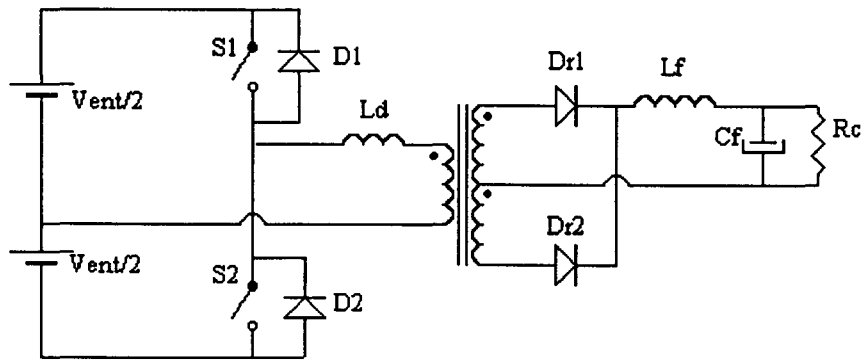


Fig.1.1 - Conversor meia-ponte convencional.

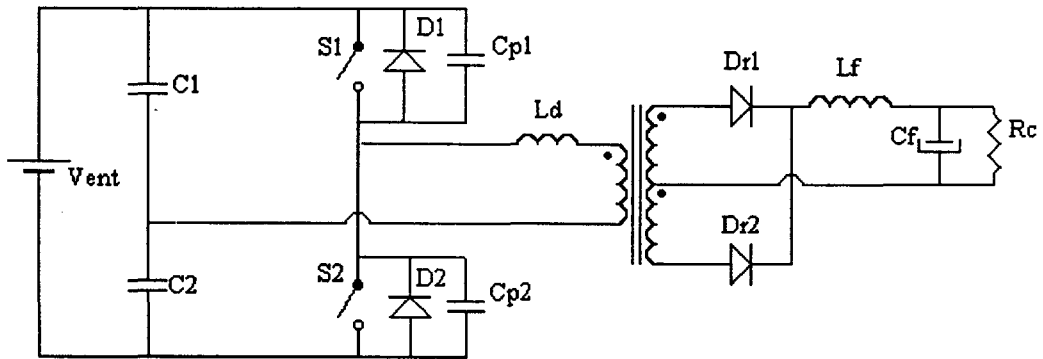


Fig.1.2 - Conversor meia-ponte com capacitores alocados em paralelo com os interruptores.
($C_{p1,2} \ll C_{1,2}$)

Focalizando-se novamente o bloqueio de S_1 , podem se caracterizar neste circuito três etapas durante a comutação. Inicialmente, a corrente I_s' é transferida para os capacitores, carregando C_{p1} e descarregando C_{p2} ($V_{C1}(0) = 0$; $V_{Cp2}(0) = V_{ent}$). Quando $V_{Cp1} = V_{Cp2} = V_{ent}/2$, o transformador é colocado em curto-circuito, iniciando-se a ressonância entre L_d e $(C_{p1} + C_{p2})$. Finalmente, ao encerrar-se a transição da tensão entre os capacitores, $V_{Cp2} = 0$, C_{p2} é grampeado por D_2 , e o restante da energia do indutor é devolvida à fonte. Este é o instante propício para que S_2 receba a ordem de comando. Pode se observar que a presença dos capacitores torna a comutação bem mais suave, por permitir um incremento gradual da tensão sobre S_1 , e proporciona uma via alternativa à passagem de corrente, antes que esta se transfira efetivamente a D_2 . Outro aspecto importante é o aumento do tempo total da comutação, o que a torna mais compatível com as limitações dos interruptores existentes. Raciocínio semelhante pode ser estendido ao semiperíodo subsequente.

Quando, porém, o conversor deixar de operar com razão cíclica unitária, ocorrerão as três etapas da comutação sem que S_2 receba ordem de comando. Em consequência, ocorrerá uma nova ressonância entre L_d e $(C_{p1}+C_{p2})$. Quando finalmente S_2 tiver de entrar em condução, sua tensão não mais será nula.

Percebe-se, portanto, que a manutenção da comutação ZVS depende de um encadeamento dos comandos, ou seja, um interruptor deve ser habilitado antes que toda a energia de L_d se esvaia. Desta maneira, se S_1 receber ordens de comando durante 40% do período, S_2 deverá recebê-las durante o tempo complementar, ou seja, 60% do período. Eis o princípio de operação dos conversores assimétricos, inicialmente propostos por IMBERTSON & MOHAN [11]. Os mesmos autores mostram também uma topologia de conversor assimétrico em ponte completa (fig.1.3), na qual os interruptores em diagonal (S_1 - S_4 e S_2 - S_3) recebem ordens simultâneas de condução. A razão cíclica dos conversores assimétricos é convencionalmente definida pela razão cíclica do interruptor S_1 (no exemplo acima, $D=0,4$).

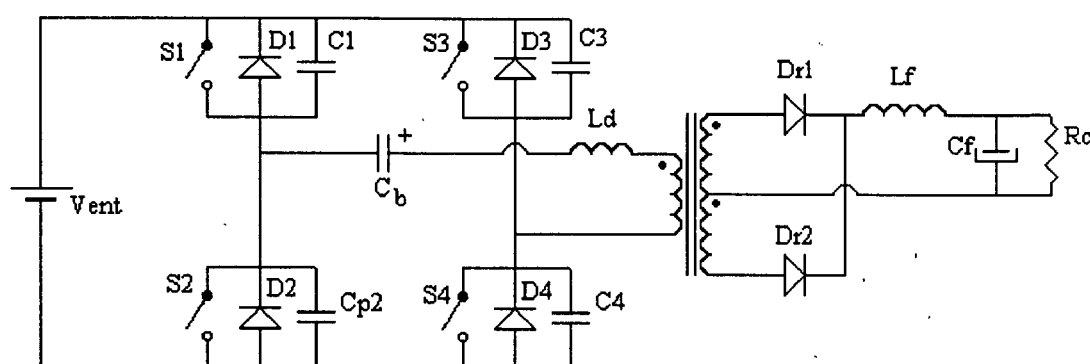
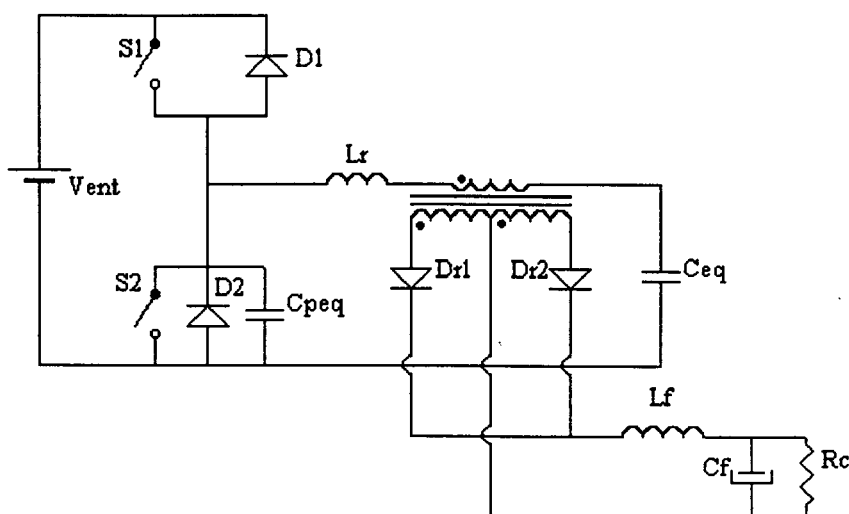


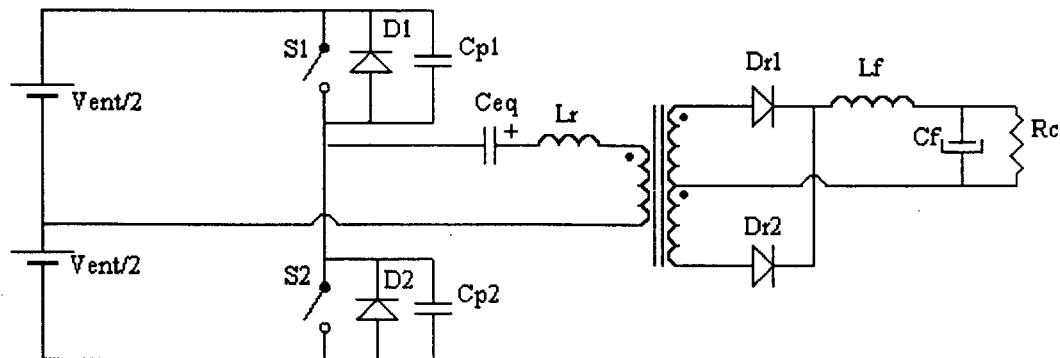
Fig. 1.3 - Conversor em ponte completa assimétrico

À medida que decresce a corrente demandada pela carga, a energia disponível em L_d diminui quadraticamente, podendo não ser suficiente para realizar a transição das tensões dos capacitores. A fim de garantir a comutação ZVS em uma faixa de carga mais ampla, por vezes é incluído um pequeno indutor (alguns microhenries) em série com o transformador. Passa-se a utilizar, no presente trabalho, a denominação *indutância ressonante* (L_r), englobando a associação da dispersão com algum eventual indutor externo.

Nas figs. 1.4a e 1.4b são mostrados circuitos equivalentes do conversor meia-ponte assimétrico.



(a)



(b)

Fig. 1.4 - Circuitos equivalentes do conversor meia-ponte assimétrico.

$$C_{peq} = C_{p1} + C_{p2}; C_{eq} = C_1 + C_2.$$

Convém salientar que o interruptor do tipo MOSFET ("Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor" - Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor) presta-se muito bem para a implementação de conversores assimétricos. O diodo antiparalelo já presente em sua estrutura dispensa o emprego de semicondutor externo. Além disso, sua capacitância parasita (C_{oss}) desempenha o papel de capacitor paralelo, podendo dispensar, em alguns casos, a associação de capacitores externos.

Se os MOSFETs forem operados com característica funcional de tiristores duais*, o conversor passará automaticamente a dispor dos atributos a eles associados. Entre as características auferidas com o uso do conceito de tiristor dual, destacam-se as proteções contra curto-circuito de braço e contra sobrecorrentes, que conferem confiabilidade e robustez à estrutura, e a simplicidade de comando, oriunda da adaptação natural do tempo morto dos interruptores.

1.2 - ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO CONVERSOR

Nas análises que seguem, não havendo especificação em contrário, admitem-se as seguintes simplificações:

- Todos os interruptores são ideais, comutando instantaneamente e apresentando tensão nula em condução;
- A tensão de saída V_S é constante;
- A inércia do indutor do filtro de saída é de tal ordem que, para um período de operação, seu comportamento passa a ser descrito por uma fonte de corrente ideal de valor I_S ;
- A indutância de magnetização é suficientemente grande, de modo que sua corrente não apresenta oscilações, permanecendo fixa em seu valor médio I_m ;
- São desconsideradas as oscilações de tensão dos capacitores C_1 e C_2 ;
- Como será visto posteriormente, C_1 não é necessariamente igual a C_2^{**} ;
- Os capacitores C_{p1} e C_{p2} são considerados de valores iguais e invariáveis ($C_{p1}=C_{p2}=C_p$), não obstante o fato de que na realidade a capacitância de saída de um MOSFET seja extremamente dependente da tensão dreno-fonte.

* Tiristor dual é um conceito criado pelo Prof. Foch, do Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França, obtido a partir da dualização do tiristor. Enquanto este é bidirecional em tensão e unidirecional em corrente, recebendo comando para entrada em condução, aquele é bidirecional em corrente e unidirecional em tensão, sendo comandado no bloqueio.

** Ver seção 1.2.5.4.

Pode-se limitar a faixa de investigação do conversor em $0 \leq D \leq 0,5$, uma vez que seu comportamento para $D \geq 0,5$ é o mesmo que para $D \leq 0,5$, invertendo-se os papéis de S_1 - C_1 e S_2 - C_2 *.

Inicialmente serão explorados alguns aspectos no que tange à distribuição de tensões e correntes médias ao longo do circuito do conversor.

Considerando-se o conversor meia-ponte assimétrico da fig.1.5 funcionando no modo contínuo, em regime permanente e com uma razão cíclica genérica D , tem-se que a tensão média aplicada entre o ponto A e a terra é DV_{ent} . Uma vez que indutores e transformadores em regime permanente não admitem tensão média, deduz-se que:

$$V_{C2} = DV_{ent} \quad (1.1)$$

e

$$V_{C1} = (1 - D)V_{ent} \quad (1.2)$$

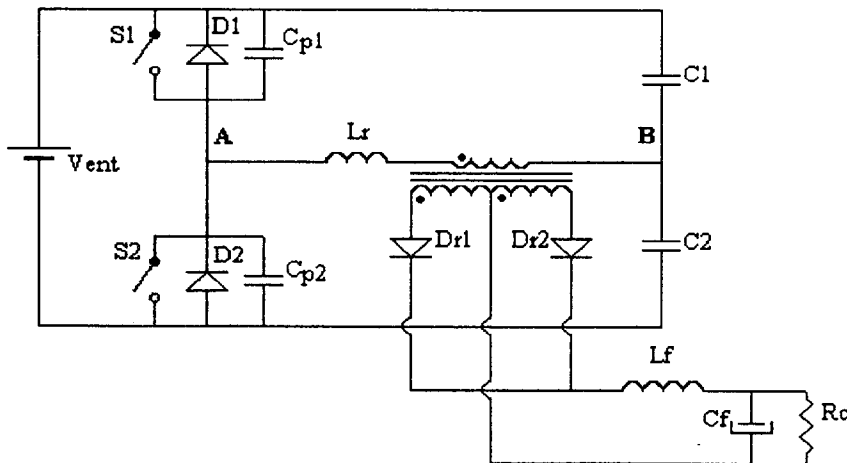


Fig.1.5 - Circuito do conversor meia-ponte assimétrico com definição dos pontos A e B, usado na determinação dos valores médios das tensões.

Já no circuito equivalente apresentado na fig.1.4b:

$$\frac{V_{ent}}{2} - V_{Ceq} = DV_{ent} \quad (1.3)$$

$$V_{Ceq} = (1 - 2D) \frac{V_{ent}}{2} \quad (1.4)$$

* Ver seção 1.2.3.

Na topologia em ponte completa da fig. 1.3, tem-se

$$V_{Cb} = (1 - 2D)V_{ent} \quad (1.5)$$

No circuito da fig. 1.6 inclui-se a indutância magnetizante do transformador. O retificador e o filtro de saída estão referidos ao primário. Sabe-se que a corrente média através de capacitores em regime permanente deve ser nula. Logo, $I_{C1méd}$, $I_{C2méd}$ e, por conseguinte, $I_{Lrméd}$ são nulas. Além disso, $I_{S1méd} = I_{S2méd}$. No primário do transformador ideal, porém, os tempos de circulação da corrente de saída em cada sentido não são idênticos, devido à assimetria da operação. I_s' circula no sentido A-B durante DT e no sentido B-A durante $(1-D)T$. Para uma razão cíclica inferior a 0,5, a corrente no primário apresenta um valor médio positivo no sentido B-A, o qual somente pode circular através de L_m . Esta estrutura é, portanto, naturalmente isolada e o transformador, além de adaptar as tensões do primário ao secundário e de promover isolamento galvânico, serve como caminho para esta corrente média.

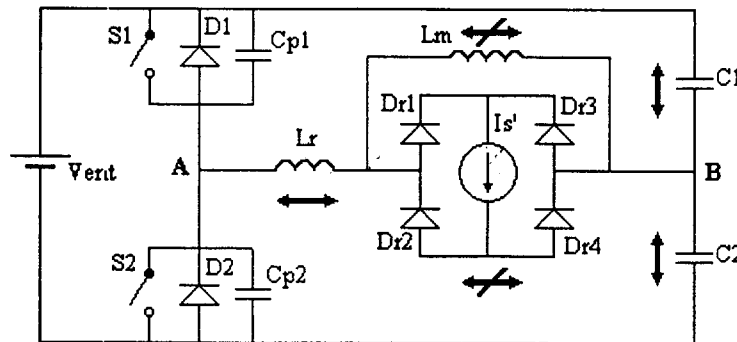


Fig. 1.6 - Circuito do conversor meia-ponte assimétrico, com indicação das correntes médias nos diversos pontos. As setas bidirecionais assinalam os elementos com corrente média nula; as setas cortadas assinalam os elementos cujas correntes médias não são nulas.

Assim:

$$I_m = \frac{1}{T}[(1-D)T - DT]I_s' \quad (1.6)$$

$$I_m = (1 - 2D)I_s' \quad (1.7)$$

Observa-se que quando o conversor opera com $D = 0,5$, seu funcionamento é idêntico ao do conversor convencional com $D = 1$. À medida em que a razão cíclica se afasta de 0,5, cada vez mais assimétrica se torna a operação: maior a diferença entre as tensões de C_1 e C_2 e maior o valor da corrente média da indutância magnetizante.

1.2.1 - Etapas de operação do conversor

O conversor meia-ponte assimétrico apresenta dez etapas de operação, detalhadas a seguir. Na fig.1.7 é apresentado o circuito básico para análise do conversor, com definições dos sentidos das correntes e tensões.

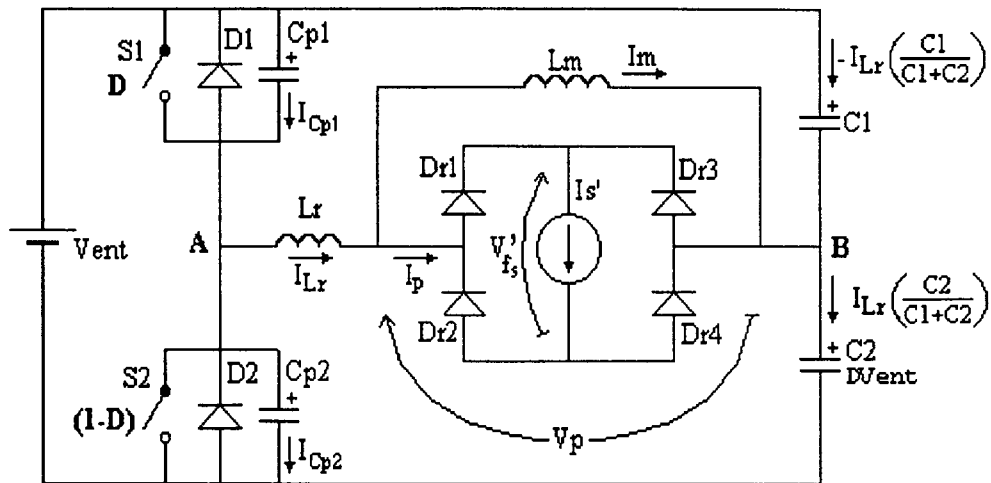


Fig.1.7 - Circuito básico para análise do conversor, com indicação dos sentidos de fluxo positivo das correntes e polaridades das tensões.

Os circuitos representativos das etapas de funcionamento são apresentados na fig.1.8. Em cada estágio foram enegrecidos os elementos que se encontram em condução, bem como os caminhos por onde há circulação de corrente.

Primeira etapa ($t_0 - t_1$): Transferência de energia via S_1 (fig.1.8a).

S_1 está em condução, promovendo transferência de energia da fonte à carga. Através deste interruptor flui a corrente $(I_s' + I_m)$. Entre os pontos A e B é aplicada a tensão $(1-D)V_{ent}$, inteiramente absorvida pelo filtro de saída, o que faz com que a indutância magnetizante também receba energia neste intervalo. A ordem de bloqueio de S_1 põe fim a esta etapa.

$$i_{Lr}(t_0) = i_{Lr}(t_1) = I_s' + I_m \quad (1.8)$$

$$v_{Cp1}(t_0) = v_{Cp1}(t_1) = 0 \quad (1.9)$$

$$v_{AB}(t_0) = v_{AB}(t_1) = (1-D)V_{ent} \quad (1.10)$$

$$v_p(t_0) = v_p(t_1) = (1-D)V_{ent} \quad (1.11)$$

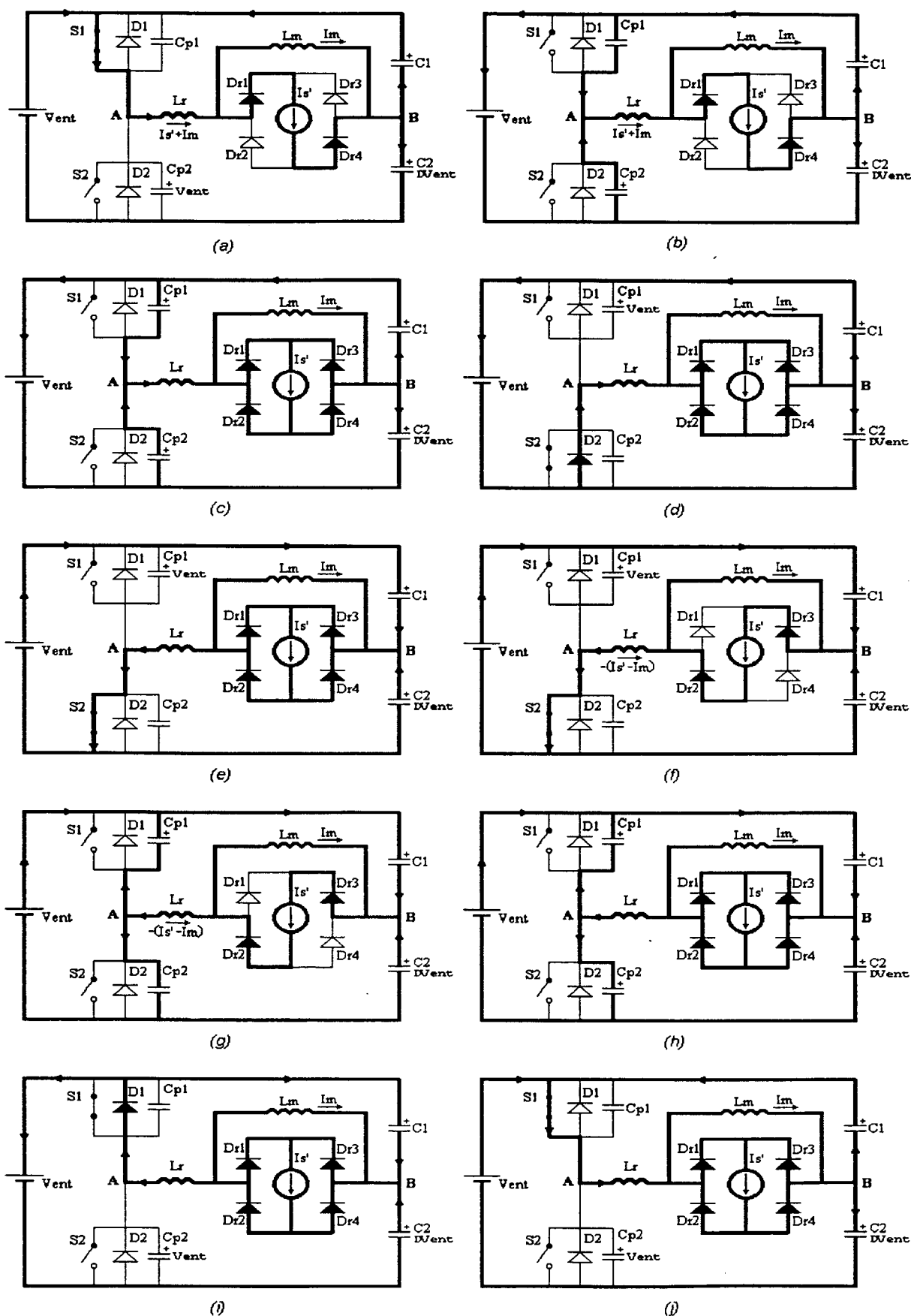


Fig.1.8 - Circuitos representativos das etapas de operação do conversor

Segunda etapa (t_1 - t_2): Etapa linear do bloqueio de S_1 (fig.1.8b).

S_1 é bloqueado em t_1 . Devido à inércia de tensão de C_{p1} , esta comutação se dá sob tensão nula. Impossibilitada de seguir fluindo através do interruptor, a corrente se transfere para C_{p1} e C_{p2} em partes iguais. Inicia-se a transição de estado destes capacitores, com a carga de C_{p1} e a descarga de C_{p2} . A tensão v_{AB} é positiva, mantendo a polarização de D_{r1} e D_{r4} . A carga/descarga dos capacitores se processa, portanto, com corrente constante e variações lineares das tensões. Esta etapa prossegue até o instante em que V_{AB} se anula.

$$i_{Lr}(t_1) = i_{Lr}(t_2) = I_s' + I_m \quad (1.12)$$

$$v_{Cp1}(t_1) = 0; v_{Cp1}(t_2) = (1-D)V_{ent} \quad (1.13)$$

$$v_{AB}(t_1) = (1-D)V_{ent}; v_{AB}(t_2) = 0 \quad (1.14)$$

$$v_p(t_1) = (1-D)V_{ent}; v_p(t_2) = 0 \quad (1.15)$$

Terceira etapa ($t_2 - t_3$): Etapa ressonante do bloqueio de S_1 (fig.1.8c).

Quando a tensão sobre o capacitor C_{p2} se iguala a $V_{C2} = DV_{ent}$, a tensão entre A e B se anula, tendendo a inverter-se. A configuração da ponte de diodos caracteriza I_s' como receptor de energia, impossibilitando a manutenção da polarização anterior (D_{r1} - D_{r4}). Por outro lado, L_r impediria qualquer inversão instantânea do sentido da corrente. Desta maneira, a ponte é colocada em curto-circuito, absorvendo também a corrente I_m . Efetivamente, sob a ótica do conversor, entre os pontos A e B encontra-se somente o indutor L_r , carregado com corrente inicial ($I_s' + I_m$), o qual entra em ressonância com $(C_{p1} + C_{p2})$. Há transferência de energia do campo magnético de L_r para os capacitores, dando continuidade à transição de estado. Quando esta se completa, C_{p2} está descarregado e a presente etapa concluída.

$$i_{Lr}(t_2) = I_s' + I_m \quad (1.16)$$

$$v_{Cp1}(t_2) = (1-D)V_{ent}; v_{Cp1}(t_3) = V_{ent} \quad (1.17)$$

$$v_{AB}(t_2) = 0; v_{AB}(t_3) = -DV_{ent} \quad (1.18)$$

$$v_p(t_2) = v_p(t_3) = 0 \quad (1.19)$$

Quarta etapa ($t_3 - t_4$): Devolução de energia à fonte (fig.1.8d).

Uma vez completada a transição de estado, o diodo D_2 entra em condução, grampeando a tensão de C_{p2} em nível zero e pondo fim à ressonância. Enquanto L_r devolve energia à fonte de

alimentação, envia-se a ordem de condução a S_2 , o qual é fechado sob tensão nula. O instante t_4 é definido pela desmagnetização total de L_r .

$$i_{Lr}(t_4) = 0 \quad (1.20)$$

$$v_{Cp1}(t_3) = v_{Cp1}(t_4) = V_{ent} \quad (1.21)$$

$$v_{AB}(t_3) = v_{AB}(t_4) = -DV_{ent} \quad (1.22)$$

$$v_p(t_3) = v_p(t_4) = 0 \quad (1.23)$$

Quinta etapa ($t_4 - t_5$): Magnetização do indutor ressonante (fig. 1.8e).

Em t_4 , S_2 encontra-se apto a conduzir. Há a aplicação da tensão DV_{ent} sobre o indutor L_r , que está descarregado. Em consequência, sua corrente apresenta um crescimento (negativo) linear. Esta etapa tem seu fim quando a corrente disponível no primário do transformador ideal, I_p , se iguala a $-I_s'$ ou, em outras palavras, $i_{Lr} = -(I_s' - I_m)$.

$$i_{Lr}(t_4) = 0; i_{Lr}(t_5) = -(I_s' - I_m) \quad (1.24)$$

$$v_{Cp1}(t_4) = v_{Cp1}(t_5) = V_{ent} \quad (1.25)$$

$$v_{AB}(t_4) = v_{AB}(t_5) = -DV_{ent} \quad (1.26)$$

$$v_p(t_4) = v_p(t_5^-) = 0 \quad (1.27)$$

Sexta etapa ($t_5 - t_6$): Transferência de energia via S_2 (fig. 1.8f).

No instante t_5 , a corrente disponível no primário é $-I_s'$. A divisão das correntes entre os diodos impõe o bloqueio de D_{r1} e D_{r4} . O filtro de saída é colocado em série com L_r via D_{r2} - D_{r3} , absorvendo toda a tensão DV_{ent} e grampeando i_{Lr} no valor $-(I_s' - I_m)$. Ocorre transferência de energia da fonte à carga. Parte da corrente de carga é fornecida por L_m , que desta maneira entrega a energia acumulada entre t_0 e t_2 . A ordem de bloqueio de S_2 determina o final desta etapa.

$$i_{Lr}(t_5) = i_{Lr}(t_6) = -(I_s' - I_m) \quad (1.28)$$

$$v_{Cp1}(t_5) = v_{Cp1}(t_6) = V_{ent} \quad (1.29)$$

$$v_{AB}(t_5) = 0; v_{AB}(t_6) = -DV_{ent} \quad (1.30)$$

$$v_p(t_5^+) = v_p(t_6) = -DV_{ent} \quad (1.31)$$

* Sobre a divisão das correntes entre os secundários do transformador, ver apêndice A, seção A.1.

Sétima etapa ($t_6 - t_7$): Etapa linear do bloqueio de S_2 (fig.1.8g).

No instante t_6 , S_2 é bloqueado sob tensão nula. A corrente que por ele fluía é imediatamente transferida aos capacitores, que iniciam nova transição de estado. Durante este intervalo continua existindo tensão não nula sobre o primário. Logo, o filtro de saída permanece conectado em série com L_r , tornando lineares as excursões das tensões dos capacitores. Esta condição se mantém até que a tensão entre A e B se anule.

$$i_{Lr}(t_6) = i_{Lr}(t_7) = -(I_s' - I_m) \quad (1.32)$$

$$v_{Cp1}(t_6) = V_{ent}; v_{Cp1}(t_7) = (1-D)V_{ent} \quad (1.33)$$

$$v_{AB}(t_6) = -DV_{ent}; v_{AB}(t_7) = 0 \quad (1.34)$$

$$v_p(t_6) = -DV_{ent}; v_p(t_7) = 0 \quad (1.35)$$

Oitava etapa ($t_7 - t_8$): Etapa ressonante do bloqueio de S_2 (fig.1.8h).

Após a tensão v_{AB} haver se anulado em t_7 , a corrente disponível no primário tende a diminuir, colocando a ponte de diodos em curto-circuito. Sob a perspectiva do conversor, o ramo A-B se resume tão somente a L_r , à guisa da terceira etapa. Ocorre transferência de energia deste indutor para C_{p1} e C_{p2} . A presente etapa tem seu fim quando se conclui a transição de estado dos capacitores.

$$i_{Lr}(t_7) = -(I_s' - I_m) \quad (1.36)$$

$$v_{Cp1}(t_7) = (1-D)V_{ent}; v_{Cp1}(t_8) = 0 \quad (1.37)$$

$$v_{AB}(t_7) = 0; v_{AB}(t_8) = (1-D)V_{ent} \quad (1.38)$$

$$v_p(t_7) = v_p(t_8) = 0 \quad (1.39)$$

Nona etapa ($t_8 - t_9$): Devolução de energia à fonte (fig.1.8i).

A energia ainda restante no campo magnético de L_r é devolvida à fonte via D_1 . Desta maneira, a tensão sobre S_1 é grampeada em nível zero, facultando sua habilitação sob tensão nula. A corrente através de L_r sofre uma variação linear e, ao atingir valor nulo, demarca o final da etapa.

$$i_{Lr}(t_9) = 0 \quad (1.40)$$

$$v_{Cp1}(t_8) = v_{Cp1}(t_9) = 0 \quad (1.41)$$

$$v_{AB}(t_8) = v_{AB}(t_9) = (1-D)V_{ent} \quad (1.42)$$

$$v_p(t_8) = v_p(t_9) = 0 \quad (1.43)$$

Décima etapa ($t_9 - t_{10}$): Magnetização do indutor ressonante (fig.1.8j).

Após haver se anulado em t_9 , a corrente através do indutor ressonante inverte seu sentido, circulando através de S_1 e sofrendo um incremento linear, devido à aplicação da tensão $(1-D)V_{ent}$. No instante em que a corrente disponível no primário se iguala a I_s' , esta etapa se conclui.

$$i_{Lr}(t_9) = 0; i_{Lr}(t_{10}) = I_s' + I_m \quad (1.44)$$

$$v_{Cp1}(t_9) = v_{Cp1}(t_{10}) = 0 \quad (1.45)$$

$$v_{AB}(t_9) = v_{AB}(t_{10}) = (1-D)V_{ent} \quad (1.46)$$

$$v_p(t_9) = v_p(t_{10}^-) = 0 \quad (1.47)$$

O encadeamento natural dos dez intervalos acima descritos faz com que o circuito assuma novamente a condição da primeira etapa, transferindo potência à carga. Desta maneira:

$$i_{Lr}(t_{10}) = i_{Lr}(t_0) = I_s' + I_m \quad (1.48)$$

$$v_{Cp1}(t_{10}) = v_{Cp1}(t_0) = 0 \quad (1.49)$$

$$v_{AB}(t_{10}) = v_{AB}(t_0) = (1-D)V_{ent} \quad (1.50)$$

$$v_p(t_{10}^+) = v_p(t_0) = (1-D)V_{ent} \quad (1.51)$$

Na fig.1.9 são mostradas as principais formas de onda do conversor. As correntes através dos interruptores principais são exibidas em conjunto com as de seus respectivos diodos antiparalelos. As porções negativas das ondas resultantes são, pois, devidas a estes últimos. $S_1(t)$ e $S_2(t)$ representam, respectivamente, as funções de comando dos interruptores S_1 e S_2 .

A partir da inspeção das formas de onda apresentadas, observa-se que a tensão dos interruptores é limitada à tensão de barramento. $v_{AB}(t)$ é constituída por uma tensão alta durante um intervalo curto e uma tensão menor durante um intervalo mais longo, resultando em uma tensão média nula. A corrente $i_{Lr}(t)$ excursiona por uma amplitude de $2I_s'$ entre dois valores extremos, sendo I_m o termo médio entre estes extremos. As duas excursões que ocorrem no mesmo período se processam com diferentes taxas de variação, em virtude da assimetria das tensões aplicadas. As correntes médias através dos interruptores S_1 e S_2 são idênticas, mas aquele é mais sacrificado, pois sua corrente, concentrada em um tempo menor, apresenta valor eficaz maior. Com os diodos antiparalelos a situação se inverte, cabendo a D_2 conduzir uma corrente sensivelmente maior que D_1 . Estas correntes, porém, jamais ultrapassam o nível da corrente através do interruptor complementar, e são de curta duração.

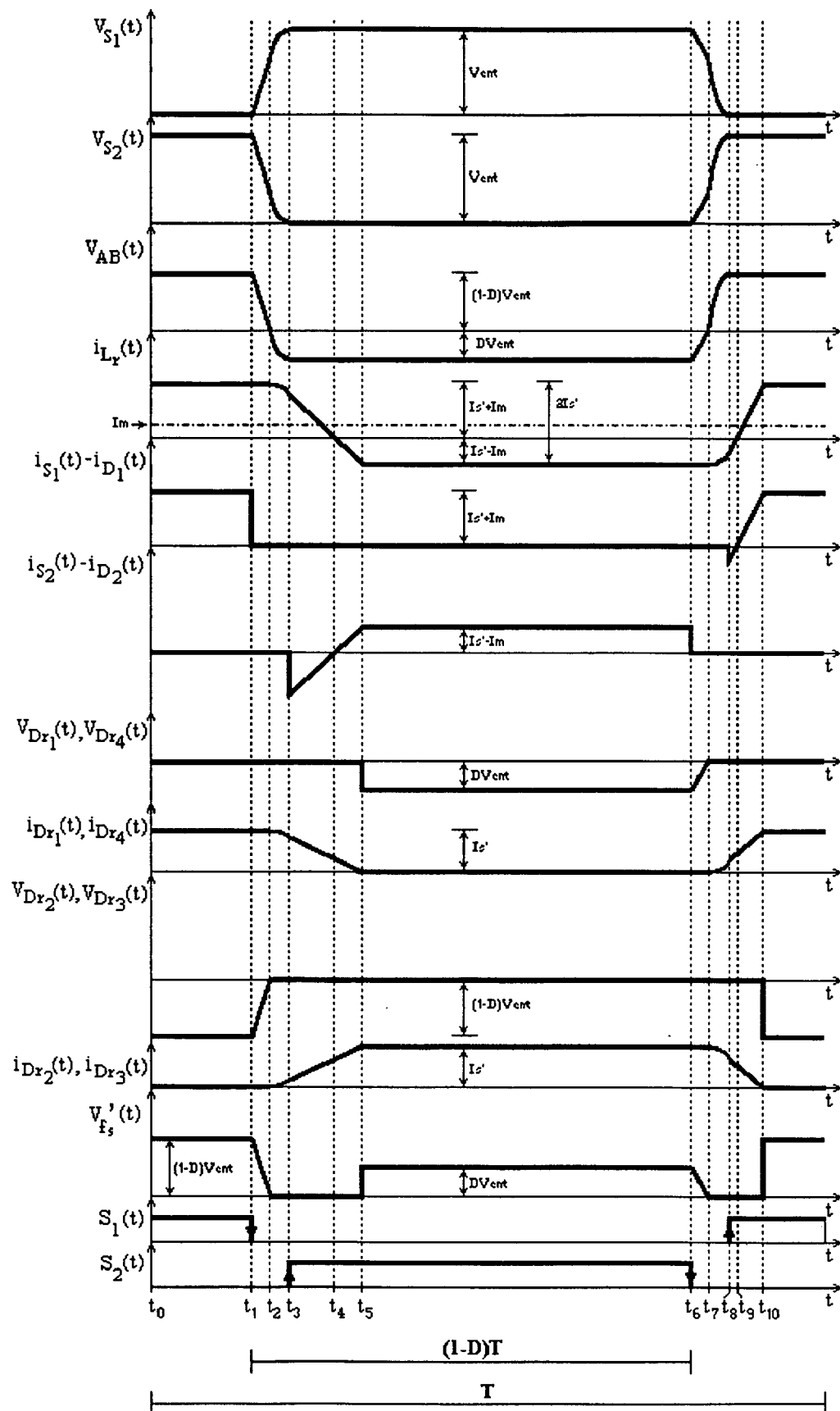


Fig. 1.9 - Principais formas de onda do conversor durante um período de funcionamento.

Quanto aos diodos retificadores, percebe-se que o par D_{r2} - D_{r3} é claramente mais sacrificado que seus complementares, uma vez que conduzem a totalidade da corrente de carga durante um maior intervalo de tempo e devem suportar uma tensão reversa também maior. Finalmente, a tensão sobre o filtro de saída é constituída por pacotes que, apesar de assimétricos, apresentam iguais valores médios com relação ao período total.

No circuito com transformador (fig.1.5), as tensões reversas sobre D_{r1} e D_{r2} são semelhantes às exibidas nas formas de onda da fig.1.9. Devido à configuração com derivação central, no entanto, elas se refletem em dobro e modificadas pela relação de transformação α . Já as correntes através destes diodos são apenas modificadas pela relação de transformação.

As equações que caracterizam cada uma das etapas são relacionadas abaixo. Considere-se que ao início de cada etapa se faça nova contagem do tempo.

Primeira etapa

$$v_{fs}'(t) = (1 - D)V_{ent} \quad (1.52)$$

$$i_{Lr}(t) = I_s' + I_m = 2(1 - D)I_s' \quad (1.53)$$

Segunda etapa

$$i_{Lr}(t) = 2(1 - D)I_s' \quad (1.54)$$

$$v_{Cp1}(t) = \frac{2(1 - D)I_s'}{C_{p1} + C_{p2}} t \quad (1.55)$$

$$v_{Cp2}(t) = V_{ent} - \frac{2(1 - D)I_s'}{C_{p1} + C_{p2}} t \quad (1.56)$$

Terceira etapa

$$i_{Lr}(t) = 2(1 - D)I_s' \cos \omega t \quad (1.57)$$

$$v_{Cp1}(t) = (1 - D)V_{ent} + 2(1 - D)ZI_s' \sin \omega t \quad (1.58)$$

$$v_{Cp2}(t) = DV_{ent} - 2(1 - D)ZI_s' \sin \omega t \quad (1.59)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_p}} \quad (1.60)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{2C_p}} \quad (1.61)$$

Quarta etapa

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_3) - \frac{DV_{ent}}{L_r} t \quad (1.62)$$

Quinta etapa

$$i_{L_r}(t) = -\frac{DV_{ent}}{L_r} t \quad (1.63)$$

Sexta etapa

$$v_{fs}'(t) = DV_{ent} \quad (1.64)$$

$$i_{L_r}(t) = -(I_s' - I_m) = -2DI_s' \quad (1.65)$$

Sétima etapa

$$i_{L_r}(t) = -2DI_s' \quad (1.66)$$

$$v_{C_{p1}}(t) = V_{ent} - \frac{2DI_s'}{C_{p1} + C_{p2}} t \quad (1.67)$$

$$v_{C_{p2}}(t) = \frac{2DI_s'}{C_{p1} + C_{p2}} t \quad (1.68)$$

Oitava etapa

$$i_{L_r}(t) = -2DI_s' \cos \omega t \quad (1.69)$$

$$v_{C_{p1}}(t) = (1 - D)V_{ent} - 2DZI_s' \sin \omega t \quad (1.70)$$

$$v_{C_{p2}}(t) = DV_{ent} + 2DZI_s' \sin \omega t \quad (1.71)$$

Nona etapa

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_g) + \frac{(1-D)V_{ent}}{L_r} t \quad (1.72)$$

Décima etapa

$$i_{L_r}(t) = \frac{(1-D)V_{ent}}{L_r} t \quad (1.73)$$

1.2.2 - Característica de saída

Com vistas à obtenção da característica de saída, inicialmente será desprezada a influência da indutância ressonante. Desta maneira, o conversor pode ser resumido a dois circuitos equivalentes, um para DT (fig.1.10a) e outro para $(1-D)T$ (fig.1.10b). Sobre o filtro de saída é aplicada a tensão $v_{fs}'(t)$, cujo valor médio é a tensão de saída do conversor.

O filtro de saída confere uma característica de saída de fonte de tensão para a carga, ao mesmo tempo que se comporta como uma fonte de corrente sob a perspectiva do conversor.

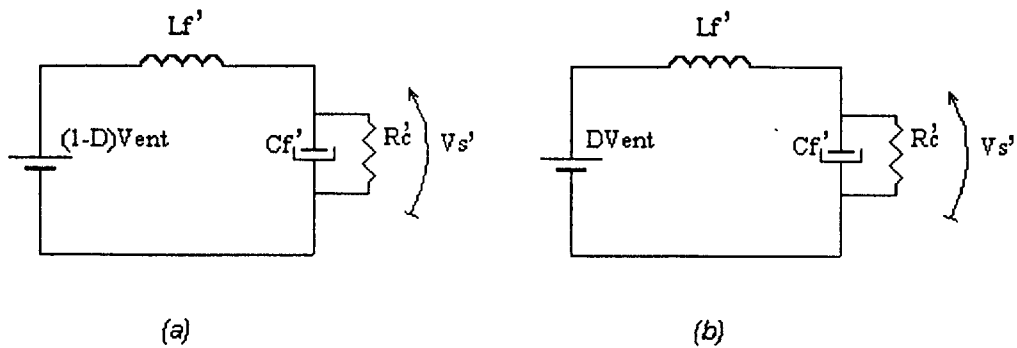


Fig. 1.10 - Circuitos equivalentes do conversor: a) Durante DT ; b) Durante $(1-D)T$.

A tensão média aplicada sobre o filtro é dada por:

$$V_s' = V_{fs\text{méd}}' = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (1-D)V_{ent} dt + \int_{DT}^T DV_{ent} dt \right] \quad (1.74)$$

$$V_s' = \frac{1}{T} [(1-D)V_{ent}DT + DV_{ent}(1-D)T] \quad (1.75)$$

$$V_s' = 2D(1-D)V_{ent} \quad (1.76)$$

Deste modo, o parâmetro q , denominado ganho estático do conversor, é expresso pela equação (1.77).

$$q = \frac{V_s'}{V_{ent}} = 2D(1-D) \quad (1.77)$$

Na fig.1.11 mostra-se o gráfico de q em função da razão cíclica. Observa-se ser esta uma função quadrática, com vértice em $D = 0,5$ e raízes em $D = 0$ e $D = 1$. A característica de saída, exibida na fig.1.12, deixa claro que o conversor se comporta como fonte de tensão para a carga.

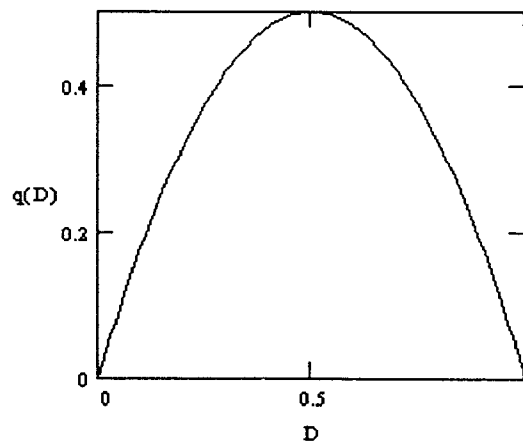


Fig.1.11 - Ganho estático do conversor em função da razão cíclica.

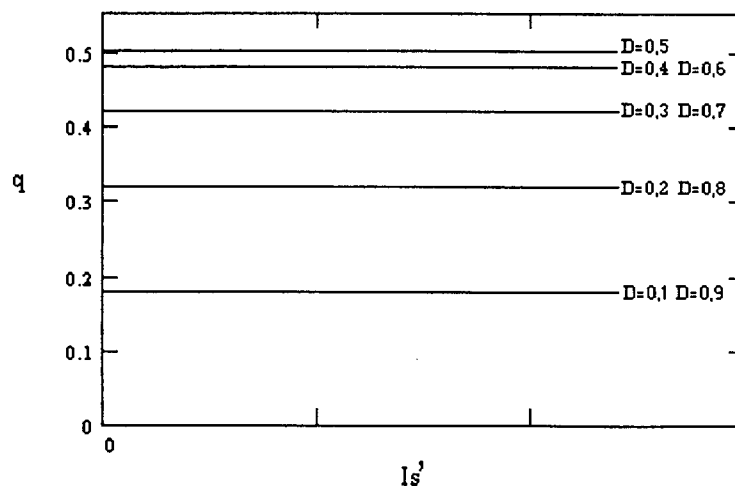


Fig.1.12 - Característica de saída do conversor.

Passa-se agora a considerar o efeito da indutância ressonante na característica de saída. Durante os intervalos em que ocorre mudança de estado no indutor, os diodos retificadores permanecem em curto-circuito, não havendo transferência de potência à carga. Somente L_r recebe energia nestes intervalos. Como consequência deste fenômeno, há uma redução no tempo efetivo de aplicação de tensão no filtro de saída, o que se traduz em uma diminuição na tensão V_s' .

Desprezando-se as etapas de transição de estado dos capacitores paralelos, as formas da tensão e corrente em L_r são conforme mostradas na fig.1.13. A transição ascendente se processa mediante aplicação da tensão $(1-D)V_{ent}$.

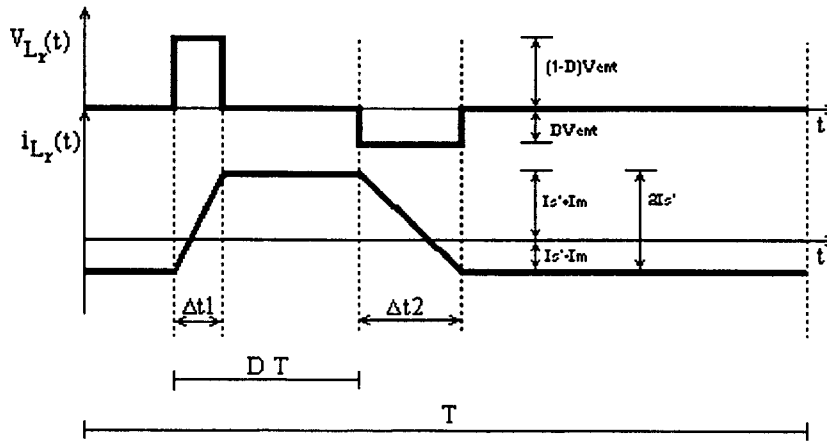


Fig. 1.13 - Tensão e corrente em L_r durante um período de funcionamento.

Assim:

$$2I_s' = \frac{(1-D)V_{ent}}{L_r} \Delta t_1 \quad (1.78)$$

$$\Delta t_1 = \frac{2I_s' L_r}{(1-D)V_{ent}} \quad (1.79)$$

A transição descendente se processa sob DV_{ent} . Logo:

$$2I_s' = \frac{DV_{ent}}{L_r} \Delta t_2 \quad (1.80)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2I_s' L_r}{DV_{ent}} \quad (1.81)$$

A integral da tensão fica, deste modo, dada por (1.82).

$$V_s' = V_{fs\text{méd}}' = \frac{1}{T} \left[\int_{\Delta t_1}^{DT} (1-D) V_{ent} dt + \int_{DT+\Delta t_2}^T D V_{ent} dt \right] \quad (1.82)$$

$$V_s' = \frac{1}{T} \left\{ (1-D) V_{ent} (DT - \Delta t_1) + D V_{ent} [(1-D)T - \Delta t_2] \right\} \quad (1.83)$$

$$q = \left[2D(1-D) - \frac{4I_s' L_r f_c}{V_{ent}} \right] \quad (1.84)$$

Este resultado prova que, devido à derivada finita da corrente através do indutor ressonante, a tensão de saída do conversor não é independente da corrente de carga. Há uma queda de tensão proporcional a ela, dada por (1.85).

$$\Delta V = 4I_s' L_r f_c \quad (1.85)$$

A expressão da queda de tensão ΔV é idêntica à verificada nos conversores em ponte completa que fazem uso do mesmo mecanismo de comutação [8,9,10].

A equação (1.84) retrata o funcionamento do conversor com mais rigor que a equação característica simplificada (1.77). Esta, no entanto, é de grande utilidade, quando não se faz necessário um maior detalhamento da operação. A característica de saída, mostrada na fig.1.14, é constituída por retas decrescentes, semelhantes à característica de uma bateria com resistência interna. No conversor, L_r faz as vezes desta resistência, sem contudo absorver potência ativa. O ganho estático, nesta figura, é dado em função da corrente de saída normalizada, definida pela equação (1.86).

$$I_{sn} = \frac{4I_s' L_r f_c}{V_{ent}} \quad (1.86)$$

Um modelamento matemático mais preciso consideraria ainda os intervalos de transição das tensões dos capacitores paralelos (etapas linear e ressonante). Estes intervalos foram desconsiderados na presente análise, por apresentarem pequena influência no resultado final.

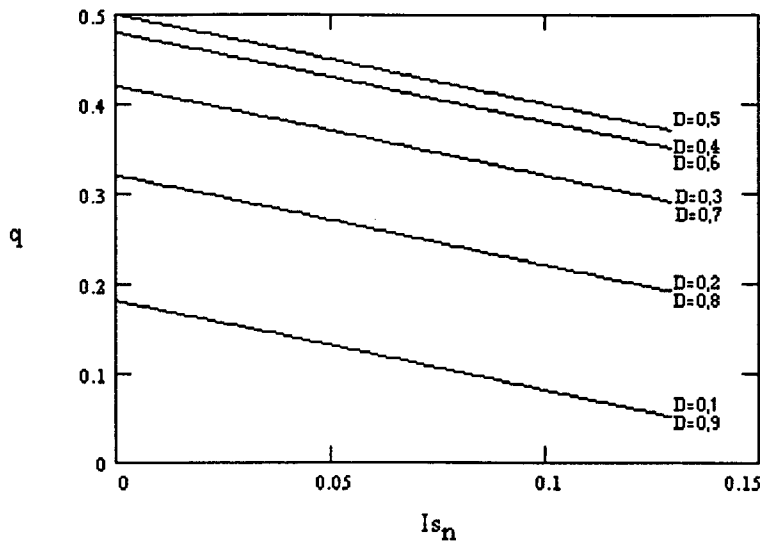


Fig. 1.14 - Característica de saída do conversor, levando-se em consideração o efeito da indutância ressonante.

1.2.3 - Esforços nos interruptores e perdas durante a condução

Conforme visto na seção 1.2, as correntes médias através dos interruptores principais são iguais, por uma imposição do circuito. Além disso, há uma corrente unidirecional permanente através da indutância magnetizante, cujo valor foi estabelecido pela equação (1.7). A partir destes resultados podem ser estabelecidas as seguintes relações:

$$I_{S1}D = I_{S2}(1-D) \quad (1.87)$$

$$I_{S1} = \frac{1-D}{D} I_{S2} \quad (1.88)$$

$$I_{S1} = I_S' + I_m \quad (1.89)$$

$$I_{S1} = 2(1-D)I_S' \quad (1.90)$$

$$I_{S2} = I_S' - I_m \quad (1.91)$$

$$I_{S2} = 2DI_S' \quad (1.92)$$

$$I_{S1_{\text{méd}}} = I_{S2_{\text{méd}}} = 2D(1-D)I_S' \quad (1.93)$$

$$I_S' = \frac{I_{S1} + I_{S2}}{2} \quad (1.94)$$

$$I_m = \frac{I_{S1} - I_{S2}}{2} \quad (1.95)$$

A razão cíclica do interruptor S_1 é D (tempo de condução/período total). Logo:

$$I_{S1ef} = 2(1 - D)\sqrt{DI_S'} \quad (1.96)$$

$$I_{S1ef} = 2\sqrt{D - 2D^2 + D^3}I_S' \quad (1.97)$$

De forma análoga, podem se relacionar as equações (1.98) e (1.99) ao interruptor complementar.

$$I_{S2ef} = 2D\sqrt{1 - DI_S'} \quad (1.98)$$

$$I_{S2ef} = 2\sqrt{D^2 - D^3}I_S' \quad (1.99)$$

Se a queda de tensão ΔV for grande em relação a V_{ent} , uma parcela considerável das correntes através dos interruptores apresenta forma triangular, devido às transições de estado de L_r . A corrente eficaz apresenta então um valor levemente inferior ao calculado* . Esta situação, porém, não é usual no projeto.

Na fig. 1.15 são apresentados os gráficos das correntes eficazes normalizadas em relação a I_S' . A corrente I_{S1efn} tem valor máximo de 0,770 quando $D = 0,333$. I_{S2efn} assume este valor quando $D=0,667$. As figuras 1.11 e 1.15, bem como as características de saída (figs. 1.12 e 1.14) confirmam o que foi afirmado no início da seção 1.2 a respeito da limitação da faixa de investigação entre $0 \leq D \leq 0,5$. Com razões cíclicas superiores, a operação do conversor é exatamente a mesma, com tensão de saída idêntica; apenas os papéis desempenhados pelos interruptores são invertidos. Quando $D = 0,5$, a operação se resume à de um conversor meia-ponte convencional: a tensão de saída refletida no primário é metade da tensão de entrada e as correntes eficazes dos interruptores principais são iguais a $\sqrt{2}$.

* Ver seção 3.4.

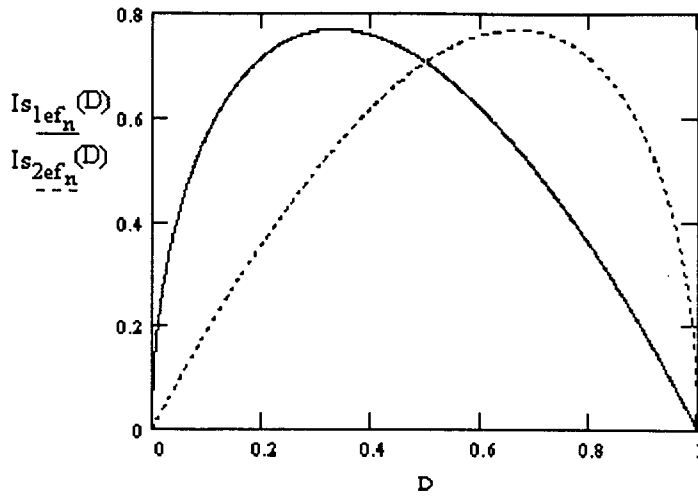


Fig. 1.15 - Valores eficazes das correntes através dos interruptores principais.

Sendo os interruptores do tipo MOSFET os mais adequados para a estrutura em estudo, as perdas durante a condução podem ser avaliadas a partir dos valores eficazes das correntes que por eles fluem. Se S_1 e S_2 forem iguais, têm-se:

$$P_{S_1} = R_{ds(on)} I_{S_{1ef}}^2 \quad (1.100)$$

$$P_{S_2} = R_{ds(on)} I_{S_{2ef}}^2 \quad (1.101)$$

As perdas totais por condução no primário são, pois, dadas por (1.102).

$$P_{S_{tot}} = R_{ds(on)} (I_{S_{1ef}}^2 + I_{S_{2ef}}^2) \quad (1.102)$$

Pode se definir a corrente I_{ef} conforme (1.103). Ela é a própria corrente eficaz através do primário do transformador real.

$$I_{ef} = I_{pre} = I_{L_{ef}} = \sqrt{I_{S_{1ef}}^2 + I_{S_{2ef}}^2} \quad (1.103)$$

Logo:

$$P_{S_{tot}} = R_{ds(on)} I_{ef}^2 \quad (1.104)$$

Substituindo-se (1.96) e (1.98) em (1.103) advém:

$$I_{ef} = 2\sqrt{D(1-D)} I_S' \quad (1.105)$$

Se a tensão de entrada apresentar variações, a razão cíclica deve se adaptar a fim de manter invariável a tensão de saída. Quando V_{ent} está em seu patamar inferior, o conversor opera com razão cíclica máxima. Supondo-se que, por critério de projeto, tal razão cíclica seja 0,5, tem-se que:

$$V_S'(V_{ent_{min}}) = 2(0,5)(1-0,5)V_{ent_{min}} \quad (1.106)$$

$$V_S'(V_{ent_{min}}) = \frac{V_{ent_{min}}}{2} \quad (1.107)$$

Com uma tensão de entrada qualquer, acima de $V_{ent_{min}}$, obtém-se:

$$V_S'(V_{ent}) = 2D(1-D)V_{ent} \quad (1.108)$$

Ora,

$$V_S'(V_{ent}) = V_S'(V_{ent_{min}}) \quad (1.109)$$

Logo:

$$4D(1-D) = \frac{V_{ent_{min}}}{V_{ent}} \quad (1.110)$$

Levando-se este resultado a (1.105) e normalizando-se com relação a I_S' , chega-se a:

$$I_{ef_n} = \sqrt{\frac{V_{ent_{min}}}{V_{ent}}} \quad (1.111)$$

No circuito meia-ponte convencional, esta relação vale:

$$I_{ef_n} = \sqrt{D} \quad (1.112)$$

Seja:

$$D(V_{ent_{min}}) = 1 \quad (1.113)$$

Então:

$$V_S'(V_{ent_{min}}) = \frac{V_{ent_{min}}}{2} \quad (1.114)$$

$$V_S'(V_{ent}) = \frac{DV_{ent}}{2} \quad (1.115)$$

Deste modo, é válida a relação (1.116).

$$I_{ef_n} = \sqrt{\frac{V_{ent_{min}}}{V_{ent}}} \quad (1.116)$$

A igualdade entre (1.111) e (1.116) significa que, para as mesmas condições de tensão de entrada, tensão de saída e corrente de saída, o conversor assimétrico apresenta a mesma

corrente eficaz no primário e, por conseguinte, a mesma perda por condução que o conversor com comutação dissipativa. A única diferença reside em que neste conversor as perdas são distribuídas igualmente entre os semicondutores, ao passo que naquele um interruptor é mais exigido que o outro. Este resultado foi classificado como "surpreendente" pelos proponentes da topologia pois, segundo eles, alguns autores argumentam ser fútil dispendir tempo na busca de conversores com perdas durante a condução tão baixas quanto nos convencionais [11].

As perdas nos diodos do secundário são também da mesma ordem de grandeza daquelas observadas na estrutura convencional, apenas distribuídas assimetricamente entre os retificadores. A corrente média total, principal responsável pelas perdas de potência na condução dos diodos é, em ambos os casos, I_S .

1.2.4 - Estudo das comutações

A cada período de funcionamento ocorrem duas comutações dos interruptores principais, cada qual se processando em três etapas (linear, ressonante e de devolução de energia). Devido à assimetria da operação, com diferentes tensões e correntes presentes no circuito, as condições sob as quais ocorrem as duas comutações são distintas. Uma análise das correntes através de D_1 e D_2 , na fig.9 (seção 1.2.1), revela que o indutor L_r possui mais energia a devolver à fonte na última etapa do bloqueio de S_1 ($t_3 - t_4$) que na última etapa do bloqueio de S_2 ($t_8 - t_9$). Os circuitos equivalentes relativos aos instantes em que S_1 recebe ordem de bloqueio (fig. 1.16a) e em que S_2 a recebe (fig. 1.16b) elucidam melhor a questão.

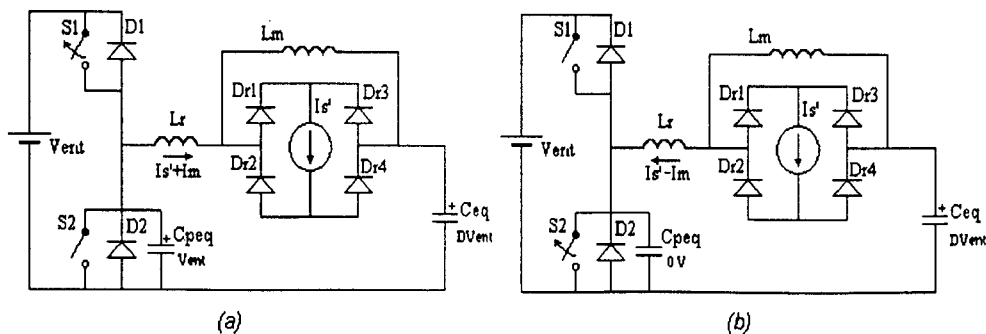


Fig. 1.16 - Circuitos equivalentes: a) bloqueio de S_1 ; b) bloqueio de S_2 .

Em ambos os casos, a comutação segue livremente, com participação da corrente de carga, até o instante em que $V_{cpeq} = V_{ceq} = DV_{ent}$. A partir de então, ocorrem as etapas ressonantes. No bloqueio de S_1 , circula através de L_r a corrente $(I_s' + I_m)$ e resta descarregar a tensão DV_{ent} de C_{peq} . No bloqueio de S_2 , por outro lado, a corrente através de L_r é menor $(I_s' - I_m)$, e a ele compete levar a tensão de C_{peq} do valor DV_{ent} até V_{ent} , ou seja, deve ser levada a cabo uma transição de $(1-D)V_{ent}$. As condições para a realização desta comutação são mais adversas devido à conjugação destes dois aspectos: uma menor corrente disponível deve efetuar uma maior transição de tensão. À medida que decresce a demanda de carga, esta corrente também diminui, ocorrendo uma situação crítica quando toda a energia do indutor é dispendida no carregamento de C_{peq} , inexistindo a subsequente devolução de energia via D_1 . Se a corrente da carga cair abaixo deste nível crítico, a transição de estado não mais se completa, perdendo-se a comutação ZVS.

A situação crítica pode ser definida através do balanço da energia entre o indutor e o capacitor equivalente. Na análise que segue, faz-se uso da equação característica simplificada.

$$\frac{1}{2} L_r (2DI_{sc}')^2 = \frac{1}{2} C_{peq} [(1-D)V_{ent}]^2 \quad (1.117)$$

$$I_{sc}' = \frac{1-D}{D} \sqrt{\frac{C_{peq}}{L_r} \frac{V_{ent}}{2}} \quad (1.118)$$

$$I_{sc}' = \sqrt{\frac{C_{peq}}{L_r} \frac{V_s'}{4D^2}} \quad (1.119)$$

Definindo-se:

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_{peq}}} \quad (1.120)$$

Chega-se a:

$$I_{sc}' = \frac{V_s'}{4D^2 Z} \quad (1.121)$$

$$R_{cc}' = 4D^2 Z \quad (1.122)$$

A situação piora à medida que a tensão da carga aumenta, pois a razão cíclica diminui, compensando este aumento, fazendo com que a corrente disponível no bloqueio de S_2 seja menor. Quando $V_{ent} = V_{entm\acute{a}x}$, a partir de (1.110), tem-se:

$$D_{\min} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{V_{ent\min}}{V_{entm\acute{a}x}}} \right] \quad (1.123)$$

$$R_{c\lim}' = Z \left[1 - \sqrt{1 - \frac{V_{ent\min}}{V_{entm\acute{a}x}}} \right]^2 \quad (1.124)$$

Para ampliar a faixa de carga atendida com comutação ZVS, pode-se recorrer ao aumento da indutância L_r . Este procedimento acarreta, porém, uma maior queda de tensão ΔV , em virtude do incremento dos tempos necessários para executar as transições de estado de L_r . Estas relações de compromisso devem ser ponderadas no momento do projeto, podendo se abrir mão da comutação suave com baixas cargas, uma vez que nestas condições as perdas na condução são menores, havendo maior tolerância no que tange às perdas por comutação.

1.2.5 - Outras considerações

1.2.5.1 - Proporcionalidade dos tempos de transição

As seguintes deduções tomam por base a forma de onda da corrente através de L_r mostrada na fig. 1.17.

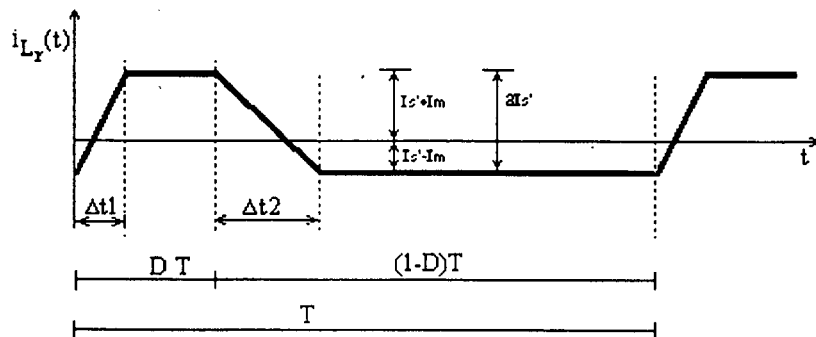


Fig. 1.17 - Corrente através de L_r

A partir da equação (1.79), pode se afirmar que

$$\frac{\Delta t_1}{DT} = \frac{2I_s' L_r}{D(1-D)TV_{ent}} \quad (1.125)$$

De forma semelhante, a partir de (1.81) surge a expressão (1.126).

$$\frac{\Delta t_2}{(1-D)T} = \frac{2I_s' L_r}{D(1-D)TV_{ent}} \quad (1.126)$$

$$\frac{\Delta t_1}{DT} = \frac{\Delta t_2}{(1-D)T} = \frac{2I_s' L_r}{D(1-D)TV_{ent}} \quad (1.127)$$

Logo:

$$\frac{DT}{(1-D)T} = \frac{DT - \Delta t_1}{(1-D)T - \Delta t_2} \quad (1.128)$$

A expressão (1.128) mostra que a razão $DT/(1-D)T$ se mantém inalterada, mesmo quando se consideram os tempos gastos nas mudanças de estado de L_r . Este resultado é importante, na medida em que continuam válidas todas as expressões que fazem uso desta razão, por exemplo as que se referem à distribuição de correntes médias nos interruptores e na indutância magnetizante.

1.2.5.2 - Filtro de saída

Pela análise da fig.1.18, percebe-se que sobre o filtro de saída é aplicada uma tensão de amplitude alternadamente grande e pequena, com vácuos durante as transições de L_r , nos quais a tensão é nula. A tensão média sobre o filtro é a própria tensão de saída (conforme a equação 1.74), situando-se em um valor entre DV_{ent} e $(1-D)V_{ent}$. Sobre o indutor L_f' é aplicada a diferença entre V_{fs}' e V_s' , motivo pelo qual a corrente somente apresenta crescimento durante DT . Cumpre salientar que durante a etapa complementar a energia de L_f' diminui, mas o filtro de saída como um todo está recebendo energia.

A integral da tensão pelo tempo aplicada sobre o indutor é responsável pela variação de sua corrente. Desconsiderando-se os intervalos de comutação, a corrente assume a forma da fig.1.19, sendo a integral expressa por (1.129).

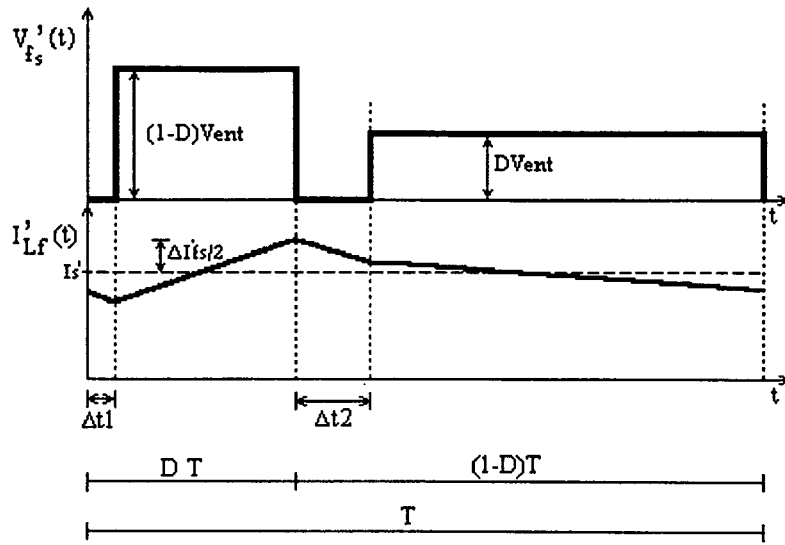


Fig. 1.18 - Tensão sobre o filtro de saída e corrente no indutor de filtragem.

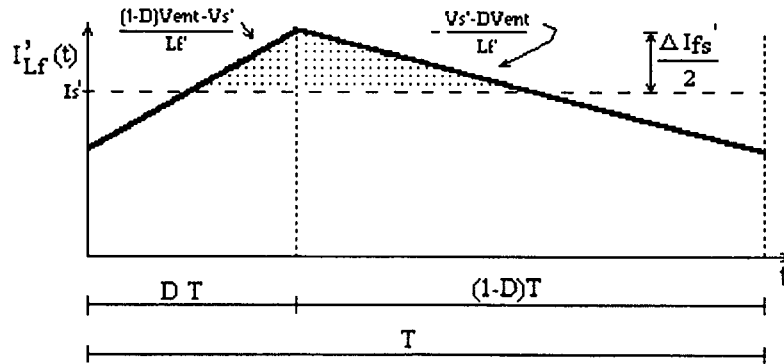


Fig. 1.19 - Corrente através do indutor, se desprezados os intervalos de comutação.

$$\int_0^{DT} V_{L_f}' dt = - \int_{DT}^T V_{L_f}' dt = [(1-D)V_{ent} - V_s']DT \quad (1.129)$$

Substituindo-se (1.76) nesta equação, tem-se:

$$\int_0^{DT} V_{L_f}' dt = V_{ent} [(1-D) - 2D(1-D)]DT \quad (1.130)$$

$$\int_0^{DT} V_{L_f}' dt = [D - 3D^2 + 2D^3] \frac{V_{ent}}{f_c} \quad (1.131)$$

Na figura 1.20 mostra-se o gráfico da integral da tensão pelo tempo normalizada sobre o indutor, definida pela expressão (1.132). O ponto máximo da curva ocorre quando $D = 0,211$ e vale 0,096. Esta é a pior situação de operação de L_f' .

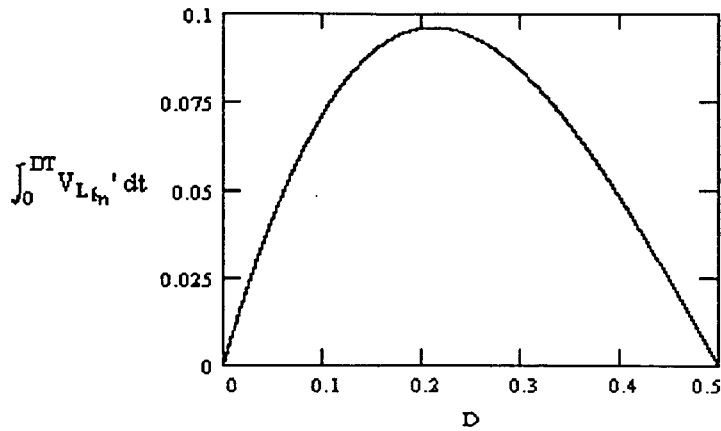


Fig.1.20 - Integral da tensão normalizada sobre o indutor em função da razão cíclica.

$$\int_0^{DT} V_{L_{f_n}}' dt = \frac{f_c \int_0^{DT} V_{L_f}' dt}{V_{ent}} \quad (1.132)$$

A ondulação da corrente é dada por (1.133).

$$\Delta I_{f_s}' = \frac{1}{L_f'} \int_0^{DT} V_{L_f}' dt \quad (1.133)$$

O valor máximo deste parâmetro é, portanto, definido por (1.134).

$$\Delta I_{f_{s\text{máx}}}' = \frac{0,096 V_{ent}}{L_f' f_c} \quad (1.134)$$

Este resultado mostra que a frequência de ondulação no filtro é igual à existente no primário, e não o dobro, como nos conversores convencionais. Se o conversor for projetado para operar na região de $D=0,211$, o indutor poderá ser dimensionado a partir de (1.135).

$$L_f' = \frac{0,096 V_{ent}}{\Delta I_{f_{s\text{máx}}}' f_c} \quad (1.135)$$

O capacitor de filtragem recebe energia quando a corrente do indutor é superior a I_s' , fornecendo-a à carga quando a corrente é inferior a I_s' . Pode se estabelecer o dimensionamento deste componente com base na fig.1.19 (a área hachurada está relacionada à energia absorvida pelo capacitor, que implica no incremento $\Delta V_s'$).

$$\int_{\frac{DT}{2}}^{\frac{DT}{2} + \frac{(1-D)T}{2}} i_{C_f}'(t) dt = \frac{\Delta I_{L_f}'}{2} \frac{1}{2} \left[\frac{DT}{2} + \frac{(1-D)T}{2} \right] \quad (1.136)$$

$$C_f' = \frac{\Delta I_s'}{8f_c \Delta V_s'} \quad (1.137)$$

1.2.5.3 - Potência processada através de cada interruptor; potência circulante e energia fixa na indutância magnetizante

A energia entregue ao estágio de saída é igual em cada um dos dois intervalos de transferência de energia, conforme a equação (1.138).

$$E_D = E_{1-D} = (1-D)V_{ent}I_s'DT \quad (1.138)$$

$$P_D = P_{1-D} = \frac{V_s'I_s'}{2} \quad (1.139)$$

A energia injetada por intermédio de S_1 (fornecida em parte por C_1 e em parte por V_{ent}) é dada por (1.140).

$$E_{S_1} = 2(1-D)^2I_s'V_{ent}DT \quad (1.140)$$

$$PP_{S_1} = (1-D)P_s \quad (1.141)$$

A energia injetada por intermédio de S_2 , por sua vez, é expressa por (1.142).

$$E_{S_2} = 2D^2I_s'V_{ent}(1-D)T \quad (1.142)$$

$$PP_{S_2} = DP_s \quad (1.143)$$

A diferença entre as energias processadas através de cada um dos interruptores é devida à acumulação de energia por parte da indutância magnetizante. Esta energia é dada por (1.145).

$$E_{L_{m_{circ}}} = [V_{ent}D(1-D)T - 2I_s'L_r](1-2D)I_s' \quad (1.144)$$

$$E_{L_{m_{circ}}} = \frac{V_s'}{2f_c} \cdot (1-2D)I_s' \quad (1.145)$$

$$P_{L_{m_{circ}}} = \left(\frac{1}{2} - D\right)P_s \quad (1.146)$$

Ocorre assim o balanço de potência:

$$PP_{S_1} - P_{L_{m_{circ}}} = PP_{S_2} + P_{L_{m_{circ}}} = \frac{P_s}{2} \quad (1.147)$$

A equação (1.145) expressa a energia circulante na indutância magnetizante, armazenada durante DT e entregue à carga durante $(1-D)T$. A energia fixa nesta indutância é dada por (1.148).

$$E_{L_{mfixa}} = \frac{1}{2} L_m I_m^2 \quad (1.148)$$

$$E_{L_{mfixa}} = \frac{1}{2} L_m I_s^2 [1 - 4D(1 - D)] \quad (1.149)$$

$$E_{L_{mfixa}} = \left[\frac{1}{2} - q - \frac{\Delta V}{V_{ent}} \right] \frac{L_m}{R_c'} P_s \quad (1.150)$$

A equação (1.150) revela ser importante o conversor operar com ganhos estáticos altos, próximos a 0,5, a fim de minorar a energia $E_{L_{mfixa}}$. Isto implica em trabalhar-se com relações de transformação α altas, o que também se traduz em uma resistência de carga refletida no primário R_c' mais elevada.

1.2.5.4 - Seleção dos capacitores de armazenamento de energia

Conforme explanado na seção anterior, o sistema carga-indutância magnetizante recebe mais energia durante a primeira etapa de transferência de potência que durante a segunda. Esta diferença de energia se reflete em diferentes valores de corrente absorvida do sistema fonte-capacitores de armazenamento. Variando-se a relação entre C_1 e C_2 , estes capacitores absorvem em maior ou menor grau a assimetria da corrente, donde se conclui haver uma razão C_1/C_2 que faculta à fonte fornecer correntes médias iguais durante as duas etapas.

Na fig.1.21 são mostrados os circuitos equivalentes às duas etapas de transferência de energia.

Uma vez que a tensão V_{ent} se mantém constante, $V_{C1} + V_{C2}$ também é invariável. Para que isto ocorra, (1.151) deve ser satisfeita.

$$I_{C1} = -I_{C2} \frac{C_1}{C_2} \quad (1.151)$$

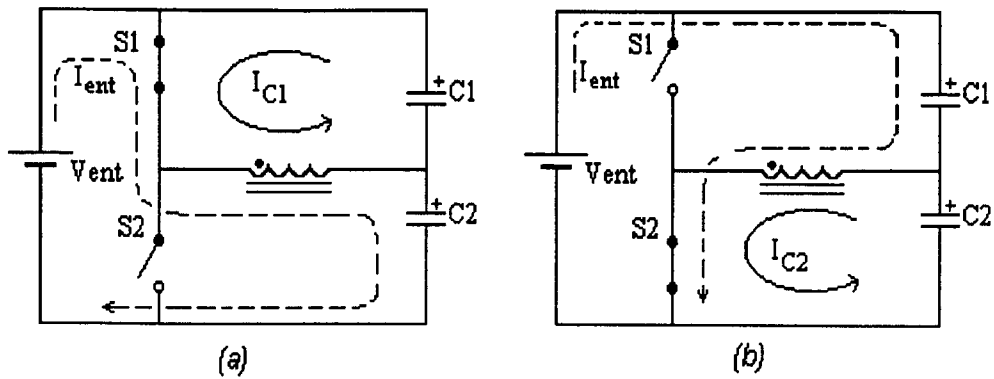


Fig. 1.21 - Circuitos equivalentes às duas etapas de transferência de energia, com indicação dos caminhos de circulação das correntes:
a) DT; b) (1-D)T.

Equacionamento para DT.

$$I_{S1} = 2(1-D)I_s' \quad (1.152)$$

$$I_{S1} = -I_{C1} + I_{C2} \quad (1.153)$$

$$I_{ent(D)} = I_{C2} = 2 \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) (1-D)I_s' \quad (1.154)$$

Equacionamento para (1-D)T.

$$I_{S2} = 2DI_s' \quad (1.155)$$

$$I_{S2} = I_{C1} - I_{C2} \quad (1.156)$$

$$I_{ent(1-D)} = I_{C1} = 2 \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) DI_s' \quad (1.157)$$

Igualando-se (1.154) e (1.157), consegue-se a condição buscada, expressa por (1.158).

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{1-D}{D} \quad (1.158)$$

Com esta relação, tem-se

$$I_{ent(D)} = I_{ent(1-D)} = 2D(1-D)I_s' \quad (1.159)$$

Desta maneira, para cada razão cíclica há uma relação entre as capacitâncias que possibilita uma distribuição equilibrada da corrente fornecida por V_{ent} . Isto é importante para diminuir a interferência eletromagnética e radioelétrica, bem como minimizar a corrente eficaz através dos capacitores da fonte. Como critério de projeto, pode se adotar a relação de

capacitâncias para razão cíclica nominal. A relação (1.158) continua válida quando se consideram os tempos envolvidos nas transições de estado de L_r , conforme o resultado obtido na seção 1.2.5.1.

Considerando-se o modelo com capacitor equivalente (fig.1.4a), é possível o dimensionamento dos capacitores. A integral da corrente que ingressa em C_{eq} durante DT é dada por (1.160).

$$\int_0^{DT} i_{C_{eq}}(t)dt = 2I_s'(1-D)DT \quad (1.160)$$

Logo:

$$C_{eq} = \frac{2D(1-D)I_s'}{f_c \Delta V_{C_{eq}}} \quad (1.161)$$

$$C_{eq} = \frac{P_s}{f_c \Delta V_{C_{eq}} V_{ent}} \quad (1.162)$$

$$C_1 = (1-D)C_{eq} \quad (1.163)$$

$$C_2 = DC_{eq} \quad (1.164)$$

Convém salientar que existe uma relação de compromisso no dimensionamento dos capacitores. A resposta dinâmica do conversor depende grandemente de sua capacidade de adaptar as tensões dos capacitores e a corrente através da magnetizante à medida que a razão cíclica varia. Com $\Delta V_{C_{eq}}$ muito pequeno, os capacitores resultam grandes, dificultando esta adaptação.

1.2.6 - Operação no modo descontínuo

Na operação em regime permanente, a corrente média através do indutor de filtragem é a própria corrente de saída (pois I_{Cfmed} é nula). A corrente $i_{Lf}(t)$ apresenta uma ondulação sobre este valor médio. Conforme visto na seção 1.2.5.2, $i_{Lf}(t)$ cresce somente durante DT , com taxa $di_{Lf}(t)/dt = V_{ent}(1-D)/L_f$, sendo decrescente durante os intervalos de comutação, com derivada $-V_s/L_f$ e também durante $(1-D)T$, à razão $(DV_{ent} - V_s)/L_f$. Se a carga demandar

menos corrente, pode se chegar a um ponto em que a variação $\Delta I_{Lr}/2$ se iguale à corrente I_s e $i_{Lr}(t)$ toque o eixo horizontal no ponto $t = T$. Assim, $i_{Lr}(0) = i_{Lr}(T) = 0$. Define-se desta maneira uma condição crítica, a partir da qual, com o decremento de I_s , o conversor passa a operar no modo descontínuo. Obviamente, há muito a comutação terá deixado de ser ZVS.

Na análise do conversor meia-ponete assimétrico operando no modo descontínuo, são desconsiderados os capacitores paralelos, pois introduzem uma complicação desnecessária neste contexto: o disparo de um interruptor coloca seu capacitor teoricamente em curto-circuito. De fato, em um MOSFET real, a energia da capacitância intrínseca deve ser dissipada no canal do transistor.

São seis as etapas de funcionamento no modo descontínuo, ilustradas na fig.1.22. O capacitor de filtragem é aproximado por uma fonte de tensão ideal e a corrente na indutância magnetizante é considerada constante.

Primeira etapa ($t_0 - t_1$): Transferência de energia via S_1 (fig.1.22a).

Durante esta etapa ocorre transferência de energia do sistema para a carga. Através do indutor L_r circula a soma das correntes I_m e i_{Lr}' . Devido à descontinuidade da operação, a corrente inicial de L_r' é nula. O final deste intervalo é definido pela abertura do interruptor S_1 .

$$i_{Lr}(t_0) = I_m; i_{Lr}(t_1) = I_m + I_{Lr\max}' \quad (1.165)$$

$$v_{AB}(t_0^+) = 0 = v_{AB}(t_1^-) = (1-D)V_{ent} \quad (1.166)$$

$$v_p(t_0^+) = v_p(t_1^-) = (1-D)V_{ent} \quad (1.167)$$

$$v_{fs}'(t_0^+) = v_{fs}'(t_1^-) = (1-D)V_{ent} \quad (1.168)$$

Segunda etapa ($t_1 - t_2$): Devolução de energia à fonte (fig.1.22b).

A energia armazenada no campo magnético do indutor ressonante é devolvida à fonte de entrada via D_2 , enquanto S_2 recebe a ordem de comando. O filtro de saída permanece em curto-circuito devido à insuficiência da corrente i_{Lr} para alimentá-lo. Considera-se que a corrente do filtro de saída permaneça constante, devido à pequena duração do intervalo. Esta etapa se conclui quando o indutor ressonante se desmagnetiza totalmente.

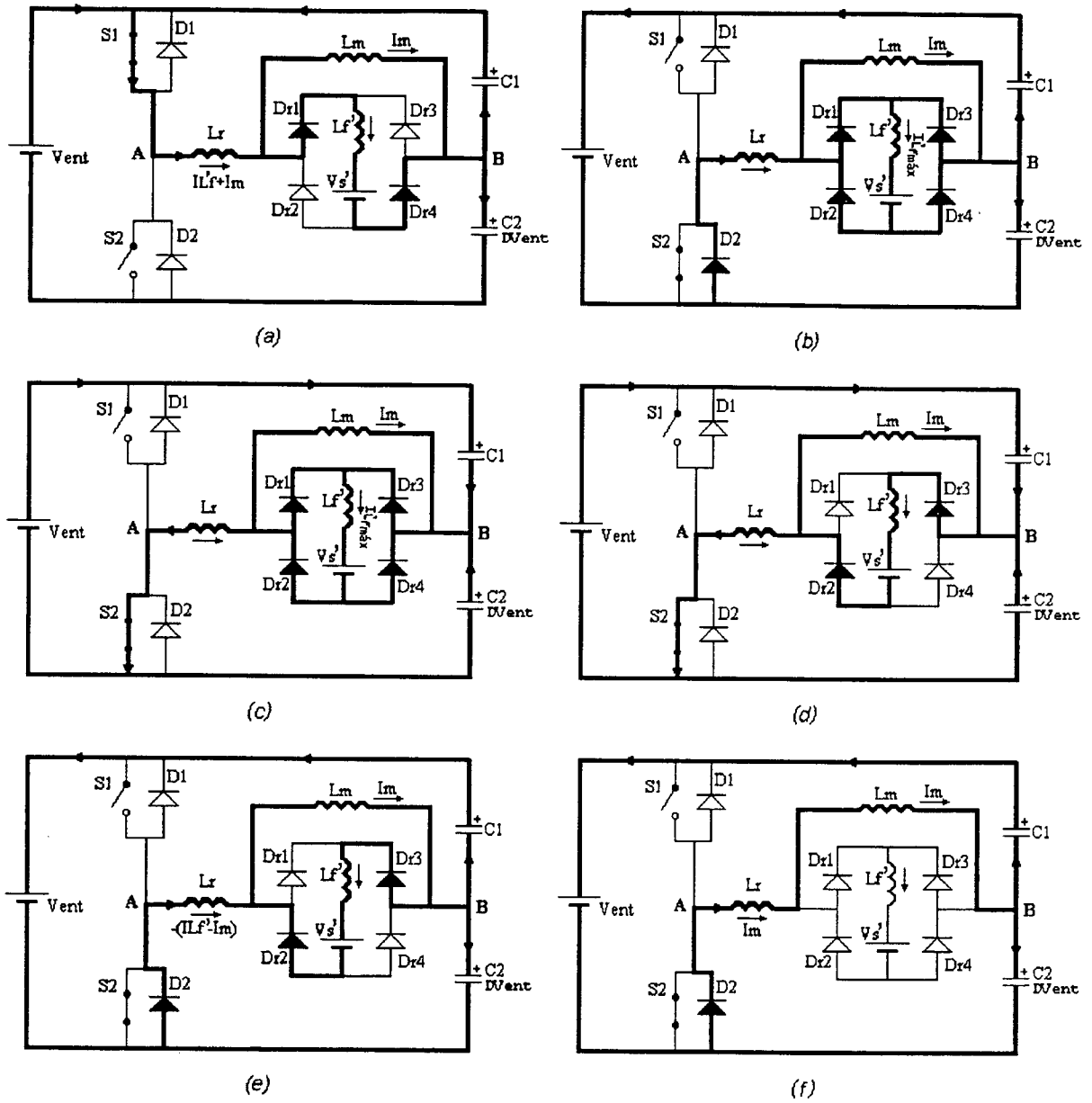


Fig. 1.22 - Etapas de funcionamento do conversor meia-ponte assimétrico no modo de operação descontínuo.

$$i_{Lr}(t_1) = I_m + I_{Lf\max}'; i_{Lr}(t_2) = 0 \quad (1.169)$$

$$v_{AB}(t_1^+) = v_{AB}(t_2) = -DV_{ent} \quad (1.170)$$

$$v_p(t_1^+) = v_p(t_2) = 0 \quad (1.171)$$

$$v_{fs}'(t_1^+) = v_{fs}'(t_2) = 0 \quad (1.172)$$

Terceira etapa ($t_2 - t_3$): Magnetização do indutor ressonante (fig. 1.22c).

Após haver se anulado em t_2 , a corrente através de L_r principia a crescer no sentido negativo. Continua não existindo transferência de potência à carga, pois i_{Lr} é insuficiente para

alimentá-la. Esta etapa tem seu final em t_3 , quando $i_{Lr} = -(I_s' - I_m)$. De maneira análoga à segunda etapa, considera-se que i_{Lf}' se mantenha inalterado.

$$i_{Lr}(t_2) = 0; i_{Lr}(t_2) = -(I_s' - I_m) \quad (1.173)$$

$$v_{AB}(t_2) = v_{AB}(t_3) = -DV_{ent} \quad (1.174)$$

$$v_p(t_2) = v_p(t_3^-) = 0 \quad (1.175)$$

$$v_{fs}'(t_2) = v_{fs}'(t_3^-) = 0 \quad (1.176)$$

Quarta etapa ($t_3 - t_4$): Transferência de energia via S_2 (fig. 1.22d).

Quando a corrente através do primário se iguala a $I_{Lf\text{máx}}'$, os diodos D_{r1} e D_{r4} se bloqueiam, dando início a nova etapa de transferência de energia à carga. Devido à colocação do filtro de saída em série com L_r , pode se afirmar que a tensão v_{AB} é totalmente absorvida pelo primário. A corrente do filtro de saída apresenta um decrescimento linear e no instante t_4 se iguala a I_m , anulando a corrente i_{Lr} .

$$i_{Lr}(t_3) = -(I_s' - I_m); i_{Lr}(t_4) = 0 \quad (1.177)$$

$$v_{AB}(t_3) = v_{AB}(t_4) = -DV_{ent} \quad (1.178)$$

$$v_p(t_3^+) = v_p(t_4) = -DV_{ent} \quad (1.179)$$

$$v_{fs}'(t_3^+) = v_{fs}'(t_4) = -DV_{ent} \quad (1.180)$$

Quinta etapa ($t_4 - t_5$): Transferência de energia por L_m (fig. 1.22e).

Desde o instante em que i_{Lf}' se iguala a I_m em t_4 até sua anulação, em t_5 , o diodo D_2 se encontra em condução, a tensão v_{AB} continua sendo $-DV_{ent}$, mantendo a polarização de D_{r2} e D_{r3} . Ocorre transferência de energia da indutância magnetizante à carga e à fonte.

$$i_{Lr}(t_4) = 0; i_{Lr}(t_5) = I_m \quad (1.181)$$

$$v_{AB}(t_4) = v_{AB}(t_5) = -DV_{ent} \quad (1.182)$$

$$v_p(t_4) = v_p(t_5) = -DV_{ent} \quad (1.183)$$

$$v_{fs}'(t_4) = v_{fs}'(t_5^-) = -DV_{ent} \quad (1.184)$$

Sexta etapa ($t_5 - t_6$): Devolução de energia de L_m à fonte (fig. 1.23f).

Após a anulação da corrente i_{Lf}' , a ponte de diodos se bloqueia totalmente, não havendo mais circulação de corrente através do filtro de saída. A corrente circulante no circuito é I_m . L_m devolve à fonte a parcela da energia circulante que ainda resta armazenada em seu campo magnético. Esta etapa tem seu final demarcado pela ordem de comando de S_1 .

$$i_{Lr}(t_5) = i_{Lr}(t_6) = I_m \quad (1.185)$$

$$v_{AB}(t_5) = v_{AB}(t_6^-) = -DV_{ent} \quad (1.186)$$

$$v_p(t_5) = v_p(t_6^-) = -DV_{ent} \quad (1.187)$$

$$v_{fs}'(t_5) = v_{fs}'(t_6^-) = V_s' \quad (1.188)$$

O encadeamento natural das etapas de funcionamento faz com que o conversor retorne à primeira etapa. A corrente I_m comuta instantaneamente do diodo D_2 para o interruptor S_1 . Desta maneira:

$$i_{Lr}(t_6) = i_{Lr}(t_0) = I_m \quad (1.189)$$

$$v_{AB}(t_6^+) = v_{AB}(t_0) = (1-D)V_{ent} \quad (1.190)$$

$$v_p(t_6^+) = v_p(t_0) = (1-D)V_{ent} \quad (1.191)$$

$$v_{fs}'(t_6^+) = v_{fs}'(t_0) = (1-D)V_{ent} \quad (1.192)$$

Na fig.1.23 são apresentadas as formas de onda mais importantes observadas no modo descontinuo de operação. É importante notar que a saída permanece em curto-circuito somente uma vez a cada período, no intervalo $t_1 - t_3$, quando o indutor ressonante sofre uma transição de estado. Na passagem de $(1-D)T$ para DT não há tal transição pois o filtro, por apresentar corrente nula, é imediatamente colocado em série com o indutor.

São enumeradas a seguir as expressões de $i_{Lr}(t)$ para cada etapa.

Primeira etapa

$$i_{Lr}(t) = I_m + \frac{(1-D)V_{ent} - V_s'}{L_f'} t \quad (1.193)$$

Segunda etapa

$$i_{Lr}(t) = I_m + I_{Lf_{m\acute{a}x}}' - \frac{DV_{ent}}{L_r} t \quad (1.194)$$

Terceira etapa

$$i_{Lr}(t) = -\frac{DV_{ent}}{L_r} t \quad (1.195)$$

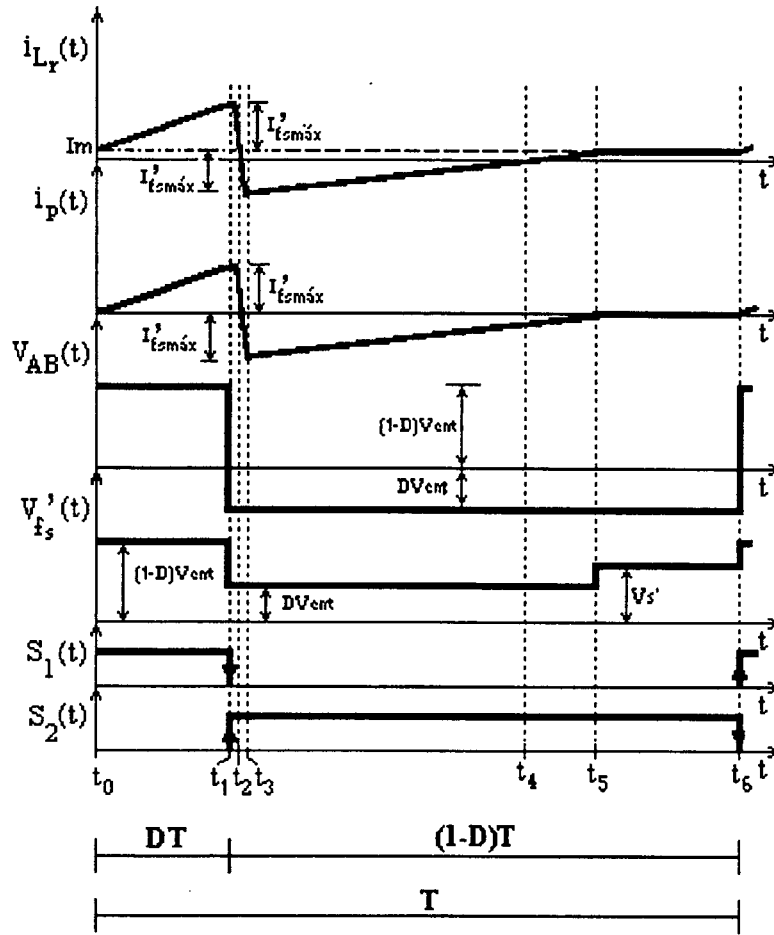


Fig. 1.23 - Principais formas de onda do conversor meia-ponte assimétrico operando no modo descontinuo.

Quarta etapa

$$i_{L_r}(t) = I_m - I_{L_{f_{\text{máx}}}}' - \frac{DV_{\text{ent}} - V_s'}{L_f'} t \quad (1.196)$$

Quinta etapa

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_s' - DV_{\text{ent}}}{L_f'} t \quad (1.197)$$

Sexta etapa

$$i_{L_r}(t) = I_m \quad (1.198)$$

No modo descontinuo a corrente de carga é baixa, e portanto o tempo dispendido na transição de L_f é pequeno, podendo ser desprezado. A corrente através de L_f' toma então a forma mostrada na fig. 1.24. A corrente $I_{Lf\text{máx}}$ é dada por (1.199).

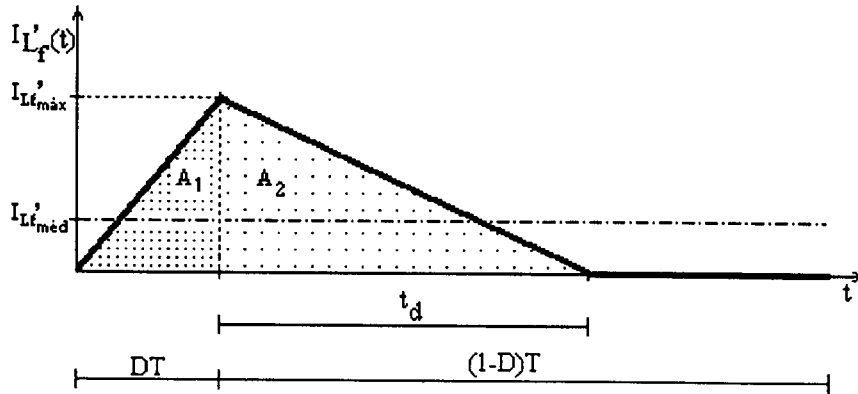


Fig. 1.24 - Corrente através do indutor de filtragem no modo descontinuo

$$I_{Lf\text{máx}}' = \frac{[V_{\text{ent}}(1-D) - V_s']D}{L_f' f_c} \quad (1.199)$$

O tempo de desmagnetização do indutor de saída, t_d , é aquele que anula a integral da tensão pelo tempo sobre L_f' em um período:

$$[V_{\text{ent}}(1-D) - V_s']DT = [V_s' - DV_{\text{ent}}]t_d \quad (1.200)$$

$$t_d = \frac{[V_{\text{ent}}(1-D) - V_s']D}{[V_s' - DV_{\text{ent}}]f_c} \quad (1.201)$$

A corrente média de saída é dada pelo valor médio da área sob a curva $i_{L_f'}(t)$:

$$I_s' = I_{Lf\text{méd}}' = \frac{A_1 + A_2}{T} \quad (1.202)$$

$$A_1 = \frac{I_{Lf\text{máx}}' DT}{2} \quad (1.203)$$

$$A_1 = \frac{[V_{\text{ent}}(1-D) - V_s']D^2}{2L_f' f_c^2} \quad (1.204)$$

$$A_2 = \frac{I_{Lf\text{máx}}' t_d}{2} \quad (1.205)$$

Substituindo-se (1.199) e (1.201) em (1.205), advém:

$$A_2 = \frac{[V_{ent}(1-D) - V_s']^2 D^2}{2(V_s' - DV_{ent})L_f' f_c^2} \quad (1.206)$$

A corrente I_s' pode então ser obtida:

$$I_s' = \frac{[V_{ent}(1-D) - V_s'] D^2}{2L_f' f_c} \left[\frac{V_{ent}(1-2D)}{V_s' - DV_{ent}} \right] \quad (1.207)$$

Utilizando-se a definição do ganho estático q , o termo entre colchetes pode ser reescrito como em (1.208).

$$I_s' = \frac{[V_{ent}(1-D) - V_s'] D^2}{2L_f' f_c} \left[\frac{(1-2D)}{q-D} \right] \quad (1.208)$$

Na expressão (1.209), define-se γ como a corrente de saída normalizada.

$$\gamma = \frac{2f_c L_f' I_s'}{V_{ent}} \quad (1.209)$$

Logo:

$$\gamma = \frac{D^2(1-2D)(1-D-q)}{q-D} \quad (1.210)$$

Isolando-se q na equação acima, é possível obter-se o ganho estático do conversor no modo descontinuo, expresso por (1.211).

$$q = \frac{D\gamma + D^2 - 3D^3 + 2D^4}{\gamma + D^2 - 2D^3} \quad (1.211)$$

A corrente média na indutância magnetizante é dada por:

$$I_m = \frac{A_2 - A_1}{T} \quad (1.212)$$

$$I_s' = \frac{[V_{ent}(1-D) - V_s'] D^2}{2L_f' f_c} \left[\frac{(1-2q)}{q-D} \right] \quad (1.213)$$

O limite da condução descontínua ocorre quando o ganho estático se iguala ao da condução contínua, definido pela equação (1.77). Nesta condição, tem-se o valor crítico da corrente de saída normalizada:

$$\gamma_{crit} = D - 3D^2 + 2D^3 \quad (1.214)$$

Essa equação é idêntica a (1.132), que expressa a integral da tensão pelo tempo sobre L_f' . Isto faz sentido, uma vez que na condição crítica a relação (1.215) é verdadeira.

$$I_s' = \frac{1}{2L_f'} \int_0^{DT} V_{L_f'} dt \quad (1.215)$$

A fig.1.25 representa a característica de saída do conversor no modo descontínuo e na transição para o modo contínuo. Observa-se que o limite de descontinuidade ocorre em valores coincidentes com os mostrados na fig.1.20. De particular interesse é a curva para $D = 0,211$, que constitui o ponto de operação mais adverso para o indutor L_f' , com a descontinuidade ocorrendo quando $\gamma = 0,096$.

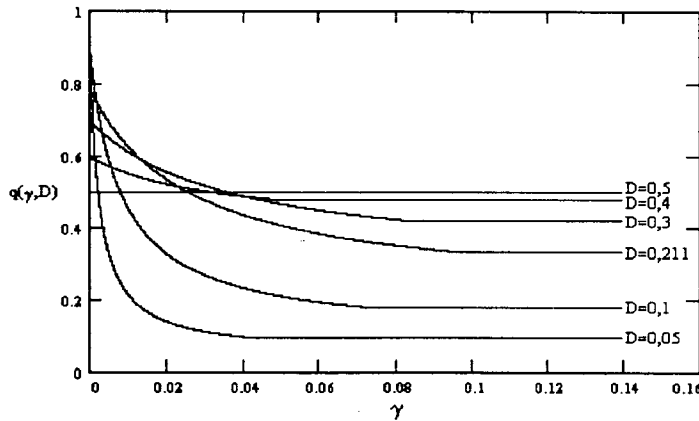


Fig.1.25 - Característica de saída do conversor no modo descontínuo e na transição para o modo contínuo de operação.

A relação entre I_{sn} e γ é dada pela equação (1.216).

$$\frac{I_{sn}}{\gamma} = \frac{2L_r}{L_f'} \quad (1.216)$$

Como $L_f' \gg 2L_r$, a região mostrada na fig.1.25 é uma pequena parcela do eixo das abscissas da fig.1.14, e por este motivo o efeito de queda da tensão no modo contínuo é imperceptível. Como se pode perceber, o ganho estático cresce com a diminuição de γ . Desta maneira:

$$q_{\max}(D) = \lim_{\gamma \rightarrow 0} \left[\frac{D\gamma + D^2 - 3D^3 + 2D^4}{\gamma + D^2 - 2D^3} \right] \quad (1.217)$$

$$q_{\max}(D) = (1 - D) \quad (1.218)$$

Este resultado pode ser observado na fig.1.25. A máxima tensão de saída é, portanto, V_{ent} , quando $D = 0$ e $I_s' = 0$.

1.2.7 - Ampliação da faixa de comutação ZVS: inclusão de pólo ressonante

Pólos ressonantes ou circuitos auxiliares de comutação são redes destinadas a fornecer corrente para os interruptores nos instantes das comutações. Eles têm sido empregados em conversores que operam por deslocamento de fase, nos quais os interruptores são sempre operados com razão cíclica 0,5 [9,12,17]. Seu emprego pode ser estendido para conversores com comando assimétrico. O princípio de operação consiste na aplicação de uma tensão com forma retangular, gerada pela alternância da condução de dois interruptores, sobre um indutor que, conseqüentemente, apresenta uma corrente com forma triangular. Os picos desta corrente coincidem com os instantes das comutações, e apresentam sempre sentido favorável à realização da transição de estado entre os capacitores paralelos. Na fig.1.26 apresenta-se o circuito básico do pólo ressonante com acionamento assimétrico. Em vista das constantes de tempo envolvidas, o indutor auxiliar pode ser considerado uma fonte de corrente durante os intervalos de comutação.

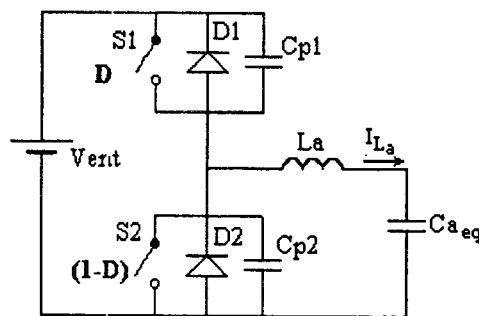


Fig.1.26 - Circuito auxiliar de comutação básico com acionamento assimétrico.

O valor da corrente de pico através do indutor é dado por:

$$I_{La} = \frac{D(1-D)V_{ent}}{2L_a f_c} \quad (1.219)$$

Nos conversores que empregam defasamento, $D=0,5$ e este valor se reduz a:

$$I_{L_a} = \frac{V_{ent}}{8L_a f_c} \quad (1.220)$$

A inclusão do pólo ressonante não modifica substancialmente as etapas de operação nem a característica de saída. Há, porém, um aumento da energia reativa circulante no sistema, incorrendo em maiores perdas durante a condução dos interruptores. Com o circuito adequadamente projetado, porém, a comutação ZVS torna-se independente da corrente de carga.

Alargar o alcance da comutação ZVS, abrangendo ampla faixa de carga, por si só já compensa um pequeno incremento nas perdas durante a condução. Mas este resultado facilita ainda o emprego de tiristores duais nesta estrutura, dotando-a de todas as características a eles associadas.

O circuito do conversor associado ao pólo ressonante (fig.1.27) foi apresentado por BARBI & MANTOVANELLI BARBOSA [13].

As simulações realizadas com o circuito da fig.1.27 revelaram, no entanto, que pode haver circulação de parcela da corrente I_m através de L_a . Isto se verifica de maneira especial ao início da operação. O pólo ressonante torna-se independente do circuito de transferência de potência no circuito apresentado na fig.1.28, evitando problemas de alocação indevida de corrente em L_a durante os transitórios, quando podem ocorrer bruscas variações na razão cíclica, eventualmente levando este indutor à saturação e comprometendo o funcionamento da estrutura.

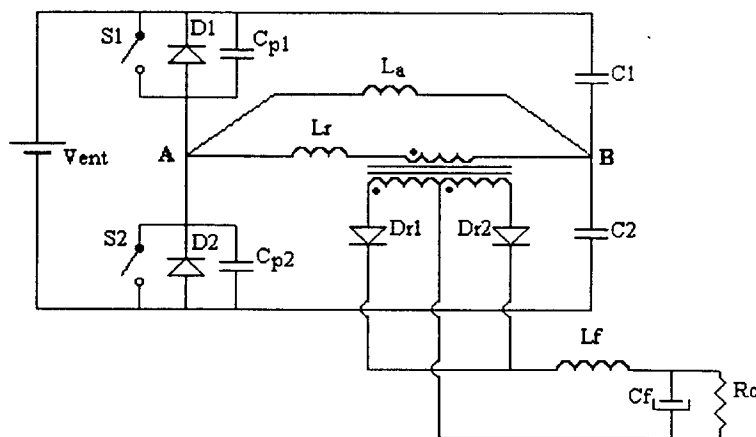


Fig.1.27 - Conversor meia-ponte assimétrico com circuito auxiliar de comutação.

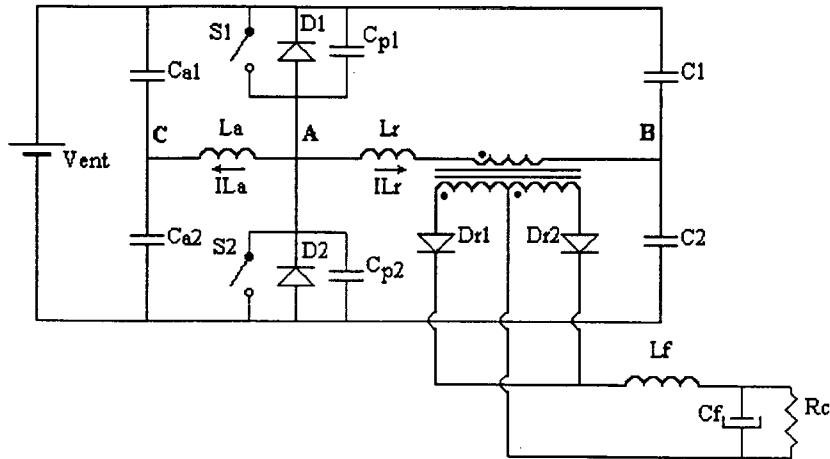


Fig. 1.28 - Conversor meia-ponte assimétrico com pólo ressonante independente do circuito de transferência de potência.

A comutação mais difícil, conforme a análise feita na seção 1.2.4, ocorre durante o bloqueio de S_2 . Na fig.1.29 mostram-se as três etapas referentes a esta comutação no circuito com pólo ressonante. Conforme exposto anteriormente, em virtude dos tempos envolvidos e da inércia da corrente no indutor auxiliar, este se comporta como uma fonte de corrente nos intervalos em estudo. O primeiro estágio (fig.1.29a) se processa livremente com corrente constante e igual à soma de I_{L_a} e $2DI_s'$. Após v_{Cp2} haver atingido DV_{ent} , tem início a etapa ressonante (fig.1.29b). A energia que resta armazenada em L_r ao final desta fase é devolvida posteriormente à fonte, conforme a fig.1.29c. A etapa ressonante é crítica no processo de comutação, pois ao seu final a transição de estado dos capacitores deve estar concluída. Por este motivo, esta etapa é objeto de um estudo mais aprofundado. Na fig.1.30a é mostrada a situação do circuito ao final do estágio linear. Para a análise, utiliza-se o circuito da fig.1.30b. A tensão $v_{Cpeq}^*(t)$ é definida pela equação (1.221).

$$v_{Cpeq}^*(t) = v_{Cpeq}(t) - DV_{ent} \quad (1.221)$$

As equações que regem a etapa ressonante são:

$$i_{L_r}(t) = -(I_{L_a} + 2DI_s') \cos \omega t + I_{L_a} \quad (1.222)$$

$$i_{Cpeq}(t) = (I_{L_a} + 2DI_s') \cos \omega t \quad (1.223)$$

$$v_{Cpeq}^*(t) = Z(I_{L_a} + 2DI_s') \sin \omega t \quad (1.224)$$

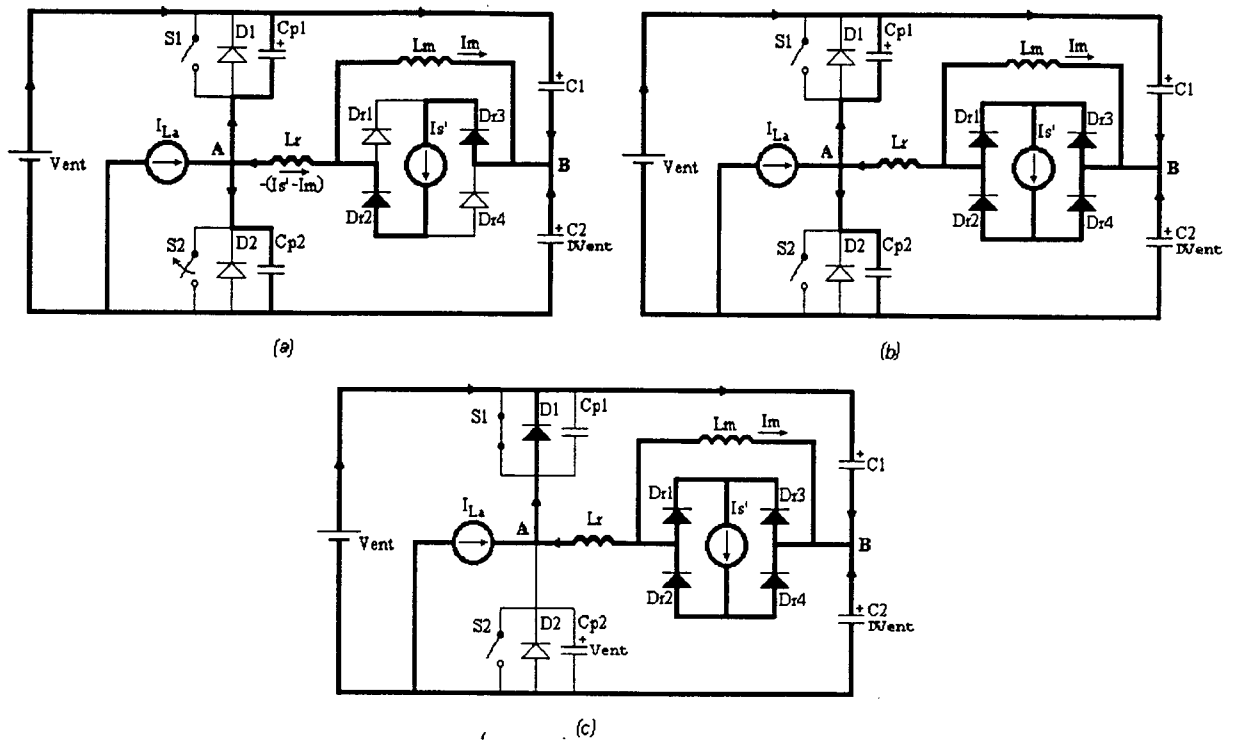


Fig. 1.29 - Etapas da comutação do conversor com pólo ressonante.

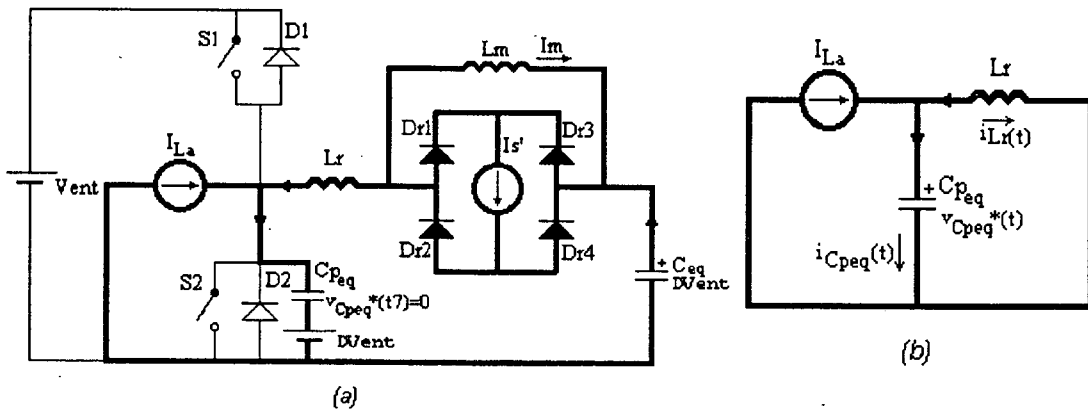


Fig. 1.30 - a) Situação do circuito ao final do estágio linear.
b) Circuito equivalente da etapa ressonante.

Estas equações demonstram que a corrente disponível no capacitor é decrescente (cosenoidal) ao longo do tempo. Quando a corrente através do indutor se inverte antes de V_{Ceq} atingir V_{ent} , ela assume um sentido desfavorável à comutação. Devido à disponibilidade da corrente I_{La} , no entanto, a transição de estado do capacitor continua. Após a inversão, a corrente através do indutor é crescente até atingir o valor $2(1-D)I_s'$, permanecendo a partir de então grampeada pelo filtro de saída. Três situações diferentes podem assim ser delineadas:

a) $I_{La} > 2(1-D)I_s'$: Neste caso, a parcela $2(1-D)I_s'$ é absorvida do indutor auxiliar pelo filtro de saída, podendo a transição de estado do capacitor ser concluída com o restante da corrente I_{La} ;

b) $I_{La} < 2(1-D)I_s'$: A corrente do indutor auxiliar é totalmente absorvida pela carga, não havendo corrente disponível em C_{peq} para completar-se a comutação. Esta situação deve, portanto, ser evitada;

c) $I_{La} = 2(1-D)I_s'$: É denominada *condição crítica*, representando o limite entre as situações (a) e (b).

Para verificar-se comutação ZVS em uma ampla faixa de carga, deve-se garantir que C_{peq} se carregue antes do grampeamento de i_{Lr} na condição crítica. Desta maneira, abaixo da condição crítica, o conversor opera na situação (a); acima de tal condição, L_r possui mais energia armazenada, possibilitando a conclusão do processo.

O equacionamento para a condição crítica é dado a seguir.

$$i_{Lr}(t) = -2I_{sc}' \cos \omega t + 2(1-D_c)I_{sc}' \quad (1.225)$$

$$v_{C_{peq}}^*(t) = 2ZI_{sc}' \sin \omega t \quad (1.226)$$

$$I_{La_c} = 2(1-D_c)I_{sc}' \quad (1.227)$$

A comutação tem seu final quando $v_{C_{peq}}^*$ se iguala a $(1-D)V_{ent}$. O limite operacional ocorre quando o capacitor atinge este valor com $\sin \omega t$ igual à unidade. Assim:

$$I_{sc}' = \frac{(1-D_c)V_{ent}}{2Z} \quad (1.228)$$

$$D_c = 1 - \frac{2ZI_{sc}'}{V_{ent}} \quad (1.229)$$

A partir das equações (1.84) e (1.85) pode-se obter a relação (1.230).

$$\frac{V_s' + \Delta V_c}{V_{ent}} = 2D_c(1-D_c) \quad (1.230)$$

$$\frac{V_s' + 4L_r f_c I_s'}{V_{ent}} = 2D_c(1-D_c) \quad (1.231)$$

Substituindo-se (1.229) em (1.231) e após algumas manipulações matemáticas obtém-se a equação (1.232).

$$I_{sc}'^2 + \frac{V_{ent}}{2Z} \left(\frac{L_r f_c}{Z} - 1 \right) \cdot I_{sc}' + \frac{V_{ent} V_s'}{8Z^2} = 0 \quad (1.232)$$

Lembrando-se que:

$$Z = \omega L_r \quad (1.233)$$

Então (1.232) toma a forma de (1.234).

$$I_{sc}'^2 + \frac{V_{ent}}{2Z} \left(\frac{f_c}{\omega} - 1 \right) I_{sc}' + \frac{V_{ent} V_s'}{8Z^2} = 0 \quad (1.234)$$

As raízes desta equação são:

$$I_{sc}' = \frac{V_{ent}}{4Z} \left[\left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) \pm \sqrt{\left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2 - \frac{2V_s'}{V_{ent}}} \right] \quad (1.235)$$

A raiz inferior da equação (1.235) corresponde à operação com $D > 0,5$. Portanto:

$$I_{sc}' = \frac{V_{ent}}{4Z} \left[\left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) + \sqrt{\left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2 - \frac{2V_s'}{V_{ent}}} \right] \quad (1.236)$$

$$I_{sc}' = \frac{V_{ent}}{4Z} \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) \left[1 + \sqrt{1 - \frac{2V_s'}{V_{ent} \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2}} \right] \quad (1.237)$$

Levando-se este resultado à equação (1.229):

$$D_c = 1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) \left[1 + \sqrt{1 - \frac{2q}{\left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2}} \right] \quad (1.238)$$

Substituindo-se estes resultados em (1.227):

$$I_{L_a} = \frac{V_{ent}}{4Z} \left\{ \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) \left[1 + \sqrt{1 - \frac{2q}{\left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2}} \right] \right\}^2 \quad (1.239)$$

O indutor L_a deve ser projetado para fornecer a corrente I_{Lac} quando acionado com razão cíclica D_c .

$$L_a \leq \frac{D_c (1 - D_c) V_{ent}}{2 I_{L_{ac}} f_c} \quad (1.240)$$

$$L_a \leq L_r D_c \frac{\omega}{f_c} \quad (1.241)$$

Os tempos gastos durante as etapas linear e ressonante são dados pelas expressões abaixo.

Bloqueio de S_1 :

$$\Delta t_{12} = \frac{(1 - D) C_{peq} V_{ent}}{2(1 - D) I_s' + I_{L_a}} \quad (1.242)$$

$$\Delta t_{23} = \frac{1}{\omega} \arcsen \left\{ \frac{D V_{ent}}{Z [2(1 - D) I_s' + I_{L_a}]} \right\} \quad (1.243)$$

Bloqueio de S_2 :

$$\Delta t_{67} = \frac{D C_{peq} V_{ent}}{D I_s' + I_{L_a}} \quad (1.244)$$

$$\Delta t_{78} = \frac{1}{\omega} \arcsen \left\{ \frac{(1 - D) V_{ent}}{Z [2D I_s' + I_{L_a}]} \right\} \quad (1.245)$$

Não se pode afirmar que o conversor logra efetuar comutação suave desde em vazio até plena carga, pois à medida que a demanda da carga diminui, a malha de controle deve fazer com que D decresça, o que faz com que a corrente I_{L_a} também diminua. Uma carga mínima, usualmente de baixo valor (de 10% a 15% do valor nominal), se faz, portanto, necessária.

A corrente através dos capacitores do pólo ressonante é triangular, fazendo com que a tensão destes elementos se constitua de vértices parabólicos alternados. Como a corrente média na malha é nula, a melhor composição dos capacitores sob a ótica da fonte de entrada ocorre quando $C_{a1} = C_{a2}$.

$$C_{a1} = C_{a2} = \frac{C_{a\text{eq}}}{2} = \left(\frac{I_{La}}{8f_c \Delta V_{C_a}} \right) \quad (1.246)$$

1.2.7.1 - Perdas durante a condução

Conforme a discussão apresentada na seção 1.2.3, as perdas totais durante a condução podem ser obtidas a partir do conceito de I_{ef} . Com a inclusão do pólo ressonante, esta corrente não mais se iguala a $I_{L\text{ref}}$ pois a corrente que circula através dos interruptores é a soma de $i_{Lr}(t)$ e $i_{La}(t)$. Na fig.1.31 ilustram-se as formas de onda destas duas correntes, bem como de sua soma e de seu produto.

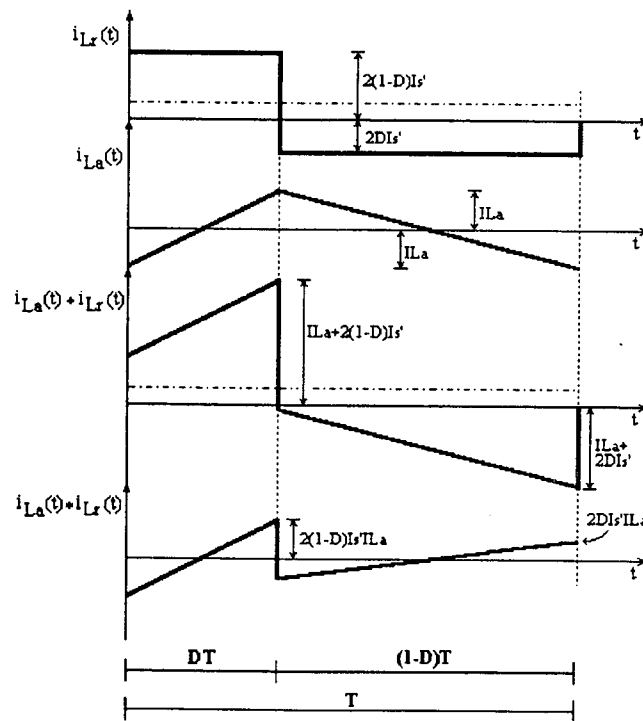


Fig.1.31 - Formas de onda das correntes $i_{Lr}(t)$, $i_{La}(t)$, de sua soma e de seu produto.

A inspeção da forma de onda do produto das correntes revela que sua integral ao longo de um período é nula:

$$\int_0^T i_{L_r}(t) * i_{L_a}(t) dt = 0 \quad (1.247)$$

Portanto, as funções $i_{L_r}(t)$ e $i_{L_a}(t)$ são ortogonais [14], sendo o valor eficaz de sua soma, que é o próprio I_{ef} , expresso por (1.248).

$$I_{ef} = [i_{L_r}(t) + i_{L_a}(t)]_{ef} = \sqrt{I_{L_{ref}}^2 + I_{L_{aef}}^2} \quad (1.248)$$

O valor eficaz de $i_{L_r}(t)$ é dado pela equação (1.105); o valor eficaz de uma onda triangular é seu pico dividido por $\sqrt{3}$. Assim:

$$I_{ef}(D) = \sqrt{4D(1-D)I_s'^2 + \frac{1}{12} \left[\frac{D(1-D)V_{ent}}{L_a f_c} \right]^2} \quad (1.249)$$

A corrente eficaz total cresce com o aumento de D , atingindo o valor máximo em $D = 0,5$.

$$I_{ef}(0,5) = \sqrt{I_s'^2 + \frac{1}{192} \left[\frac{V_{ent}}{L_a f_c} \right]^2} \quad (1.250)$$

Com os limites de integração $0-DT$ e $DT-T$, a integral (1.247) também se anula. Podem assim ser determinados os valores eficazes das correntes de cada interruptor.

$$I_{S1ef} = \sqrt{4(D - 2D^2 + D^3)I_s'^2 + \frac{D}{3} I_{L_a}^2} \quad (1.251)$$

$$I_{S2ef} = \sqrt{4(D^2 - D^3)I_s'^2 + \frac{1-D}{3} I_{L_a}^2} \quad (1.252)$$

1.3 - CONCLUSÃO

No presente capítulo o conversor CC-CC meia-ponte convencional operando com razão cíclica unitária foi utilizado como ponto de partida para a apresentação do conversor assimétrico. Mostrou-se que esta estrutura tem condições de realizar comutação suave graças ao encadeamento das ordens de comando. Foram discutidos aspectos relativos à distribuição de

tensões e correntes médias no conversor, passando-se então à descrição de seu funcionamento, obtenção da característica de saída, análise das perdas, e algumas considerações de projeto. Após focar-se a operação no modo descontínuo, foi dada atenção ao emprego do circuito auxiliar para estender a comutação suave a uma ampla faixa de carga.

Como principais pontos desfavoráveis do conversor, podem ser citadas a existência de uma corrente média através da magnetizante, que leva mais facilmente o transformador à saturação, exigindo um maior cuidado no momento do projeto, e a não-linearidade da equação característica em função da razão cíclica, o que dificulta o modelamento para controle. Em contrapartida, a possibilidade de se obter comutação suave, em uma estrutura não ressonante com apenas dois interruptores comandados a frequência fixa, acrescida ao fato de tais interruptores apresentarem característica funcional de tiristores duais, torna esta estrutura uma opção bastante atrativa.

CAPÍTULO 2

SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO CONVERSOR

MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO

2.1 - INTRODUÇÃO

A simulação numérica torna visíveis as relações presentes em um sistema físico sem necessidade de investigação direta neste sistema. É, pois, uma ferramenta importante para que engenheiros e projetistas, antes de se lançarem à implementação prática de seus experimentos, ratifiquem os modelos utilizados. Cumpre salientar que o conversor em estudo, ao ser proposto, teve seu princípio de funcionamento comprovado somente via simulação [11].

Desta maneira, a fim de melhor sedimentar o conhecimento sobre o conversor meia-ponte assimétrico analisado no capítulo 1, simula-se esta estrutura sob diferentes condições de operação. É utilizado o programa de simulação de conversores estáticos *SCVOLT* [15] com geração de curvas e obtenção de valores através do programa *DSN* [16]. Primeiramente, apresentam-se simulações do conversor original, incluindo-se posteriormente o circuito auxiliar de comutação.

2.2 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR SEM PÓLO RESSONANTE

O circuito básico para a simulação do conversor difere do circuito da fig.1.7 apenas pela substituição dos interruptores ideais por tiristores duais, sendo representado pela fig.2.1.

Seja um conversor que deva atender às seguintes especificações:

$$V_{ent} = 400V$$

$$P_s = 800W$$

$$f_c = 100kHz$$

$$D_{m\acute{a}x} = 0,4$$

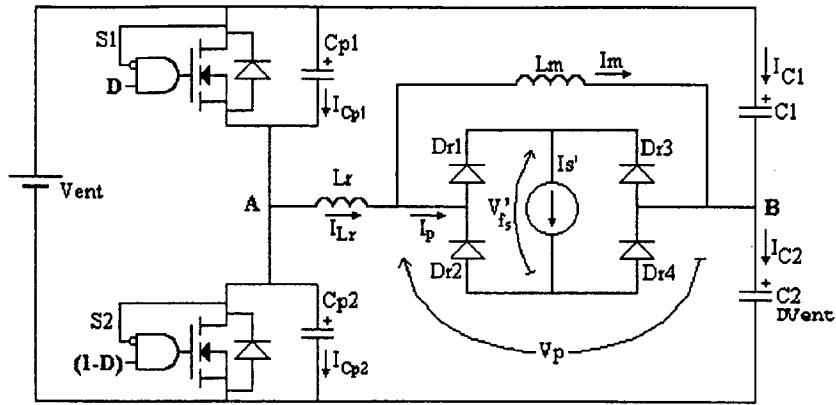


Fig.2.1 - Circuito básico para a simulação do conversor sem pólo ressonante.

Desta maneira, o máximo valor médio da tensão retificada entre A e B é:

$$V_{ABm} = 2D_{\text{máx}}(1 - D_{\text{máx}})V_{\text{ent}} \quad (2.1)$$

$$V_{AB} = 2 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4) \cdot 400 = 192 \text{ V} \quad (2.2)$$

Admitindo-se uma queda de tensão ΔV de 10%:

$$\Delta V = 19,2 \text{ V} \quad (2.3)$$

Assim:

$$V_s' = 172,8 \text{ V} \quad (2.4)$$

Logo:

$$I_{\text{ent}} = \frac{800}{172,8} = 4,63 \approx 4,6 \text{ A} \quad (2.5)$$

De conformidade com a equação (1.85):

$$L_r = \frac{19,2}{4 \cdot 4,6 \cdot 10^5} = 10,4 \mu\text{H} \quad (2.6)$$

Por intermédio da equação (1.161), dimensionam-se os capacitores de armazenamento de energia. Admitiu-se uma variação ΔV_{Ceq} de 20V.

$$C_{eq} = \frac{2 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4) 4,6}{20 \cdot 10^5} = 1,1 \mu\text{F} \quad (2.7)$$

Para que o nível médio da corrente fornecida pela fonte de alimentação seja constante na condição de $D = 0,4$, têm-se:

$$C_1 = 0,66 \mu\text{F} \quad (2.8)$$

$$C_2 = 0,44 \mu\text{F} \quad (2.9)$$

Assumem-se os valores $L_m=1\text{mH}$ e $C_{p1} = C_{p2} = 400\text{pF}$. Além disso, $0,1\Omega$ e $0,1\text{M}\Omega$ representam respectivamente as resistências de condução e de bloqueio dos interruptores.

Os resultados assim obtidos são mostrados na fig.2.2. Na tabela 2.1 estão relacionados os valores das grandezas elétricas mais importantes obtidos via simulação e a partir do equacionamento teórico.

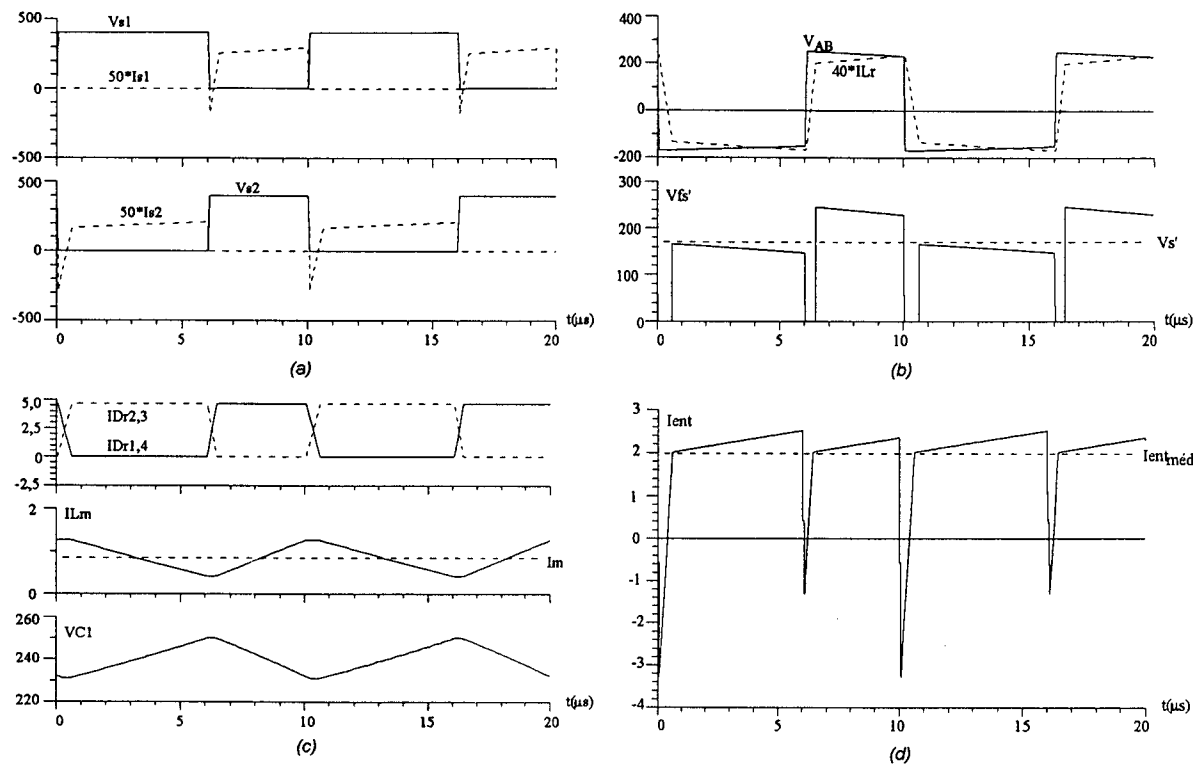


Fig.2.2 - Resultados de simulação para a condição nominal ($D=0,4$): a) Tensões e correntes nos interruptores; b) Tensão V_{AB} e corrente I_{Lr} ; tensão sobre o filtro de saída e tensão média de saída; c) Correntes através dos retificadores; corrente na indutância magnetizante com indicação de seu valor médio; tensão V_{C1} ; d) Corrente fornecida pela fonte de entrada com indicação de seu valor médio.

Grandeza	V. Simulado	V. Teórico	Diferença (%)
I_{ef} (A)	4,37	4,51	3,2
I_m (A)	0,84	0,92	8,7
$V_{s'}$ (V)	169,7	172,8	1,8
$I_{entméd}$ (A)	1,97	2,00	1,5
$I_{ent(D)}$ (A)	1,97	2,00	1,5
$I_{ent(1-D)}$ (A)	1,97	2,00	1,5
$I_{Dr1,4méd}$ (A)	1,88	1,84	2,2
$I_{Dr2,3méd}$ (A)	2,72	2,76	1,4

Tabela 2.1 - Tabela comparativa dos valores analíticos e daqueles obtidos via simulação, referentes à operação com $D = 0,4$; a diferença percentual entre ambos é dada sempre em relação aos valores teóricos.

Nova simulação foi realizada para uma condição próxima à crítica. A corrente crítica é determinada através da equação (2.11), a partir do conhecimento da impedância característica (equação 2.10).

$$Z = \sqrt{\frac{10,4 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 400 \cdot 10^{-12}}} = 114 \Omega \quad (2.10)$$

$$I_{sc}' = \frac{1-0,4}{0,4} \frac{1}{114} \frac{400}{2} = 2,63A \quad (2.11)$$

Isso significa que o conversor mantém a comutação ZVS até 57,2% da carga. Elegeu-se uma corrente $I_{sc}' = 2,8A$ para a simulação. Nesta situação, a queda de tensão é expressa por (2.12)

$$\Delta V = 4 \cdot 10,4 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 \cdot 2,8 = 11,6V \quad (2.12)$$

De (1.84) e (1.85) pode se obter a relação (2.13).

$$D = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - 2 \frac{V_s' + \Delta V}{V_{ent}}} \quad (2.13)$$

Então:

$$D = 0,36 \quad (2.14)$$

Os resultados obtidos nesta simulação são apresentados na fig.2.3. A análise da corrente através de S_1 e também de I_{ent} revela que a energia devolvida à fonte durante o bloqueio de S_2 é pequena, devido ao fato de grande parcela da energia armazenada em L_r ter sido empregada na transição de estado dos capacitores.

Pode se verificar a maneira pela qual a tensão V_{AB} se adapta a uma nova razão cíclica. É interessante observar-se também que a tensão sobre o filtro de saída apresenta alternadamente valores superiores e inferiores a $V_{s'}$, anulando-se durante as transições de L_r . Durante estas transições a corrente de carga se divide entre os diodos retificadores. Percebe-se, outrossim, a diferença entre as taxas de subida e descida de i_{L_r} , em função da desigualdade entre as tensões aplicadas. O projeto dos capacitores é comprovado, uma vez que na condição nominal v_{C1} apresenta uma variação de 20V de pico a pico sobre um valor médio de aproximadamente 240V. A pequena parcela de energia devolvida à fonte de alimentação quando $D = 0,36$ denuncia a aproximação do ponto crítico de operação, situação em que se perde a comutação suave.

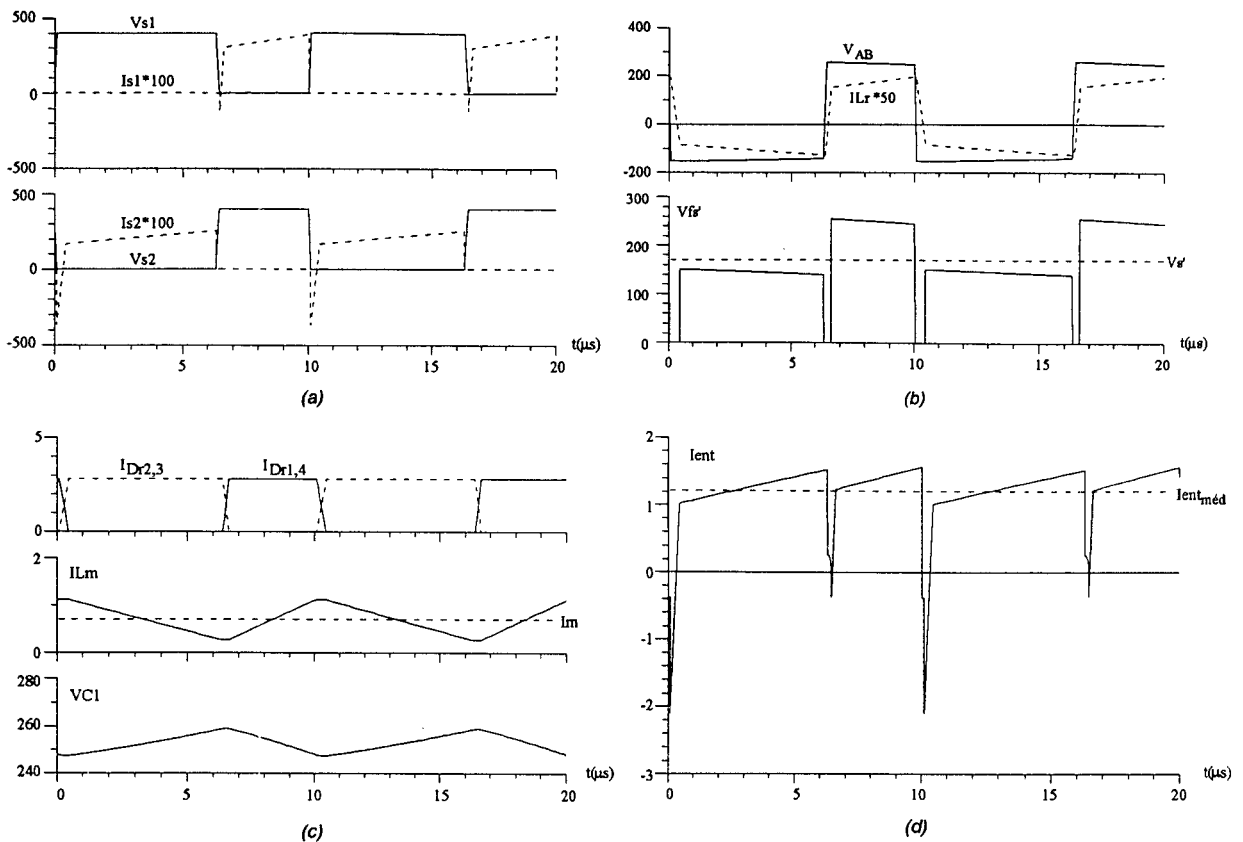


Fig.2.3 - Resultados de simulação em uma condição próxima à crítica ($D=0,36$):a) Tensões e correntes nos interruptores; b) Tensão V_{AB} e corrente I_{Lr} ; tensão sobre o filtro de saída e tensão média de saída; c) Correntes através dos retificadores; corrente na indutância magnetizante com indicação de seu valor médio; tensão V_{C1} ; d) Corrente fornecida pela fonte de entrada com indicação de seu valor médio.

Na tabela 2.2 encontram-se relacionados os valores das grandezas teóricas e daquelas obtidas via simulação. É interessante observar-se a igualdade das correntes médias durante DT e durante o tempo complementar na condição nominal, apresentando uma pequena diferença com $D = 0,36$, conforme esperado.

Grandeza	V. Simulado	V. Teórico	Diferença (%)
I_{ef} (A)	2,65	2,69	1,5
I_m (A)	0,70	0,78	10,3
V_s' (V)	170,0	172,8	1,6
$I_{entméd}$ (A)	1,20	1,29	7,0
$I_{ent(D)}$ (A)	1,33	1,43	7,0
$I_{ent(1-D)}$ (A)	1,13	1,20	5,8
$I_{Dr1,4méd}$ (A)	1,05	1,00	5,0
$I_{Dr2,3méd}$ (A)	1,75	1,79	2,2

Tabela 2.2 - Tabela comparativa dos valores analíticos e daqueles obtidos via simulação, referentes à operação com $D = 0,36$; a diferença percentual é dada em relação aos valores teóricos.

2.3 - SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM PÓLO RESSONANTE

Desejando-se ampliar a faixa de operação com comutação ZVS do conversor simulado na seção 2.2, procede-se à inclusão do pólo ressonante, baseada na análise realizada na seção 1.2.7. O circuito deste conversor é apresentado na fig.2.4.

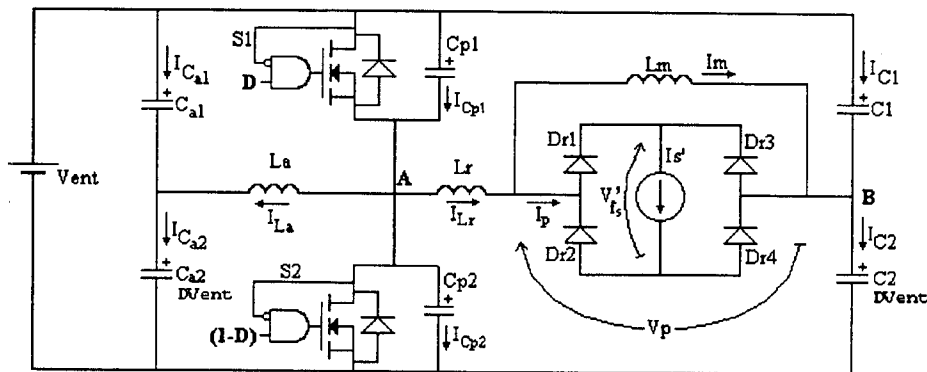


Fig.2.4 - Diagrama do conversor assimétrico com circuito auxiliar de comutação.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{10,4 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 400 \cdot 10^{-12}}} = 10,96 \cdot 10^6 \text{ rad/s} \quad (2.15)$$

A corrente crítica é determinada a partir de (1.237).

$$I_{s_c}' = \frac{400}{4 \cdot 144} \left(1 - \frac{10^5}{\omega} \right) \left[1 + \sqrt{1 - \frac{2 \cdot 172,8}{400 \cdot \left(1 + \frac{10^5}{\omega} \right)^2}} \right] = 1,17 \text{ A} \quad (2.16)$$

D_c , I_{Lac} e L_a podem então ser sucessivamente obtidos a partir das equações (1.229), (1.227) e (1.240).

$$D_c = 0,333 \quad (2.17)$$

$$I_{L_{ac}} = 1,56 \text{ A} \quad (2.18)$$

$$L_a \leq 284,7 \mu\text{H} \quad (2.19)$$

Adotou-se $260\mu\text{H}$ como o valor do indutor auxiliar. As resistências de bloqueio dos diodos foram modificadas para $10\text{k}\Omega$ nas simulações com circuito auxiliar, permanecendo os demais parâmetros idênticos aos considerados na seção 2.2. O valor máximo de I_{L_a} , utilizado no dimensionamento dos capacitores do pólo ressonante, ocorre quando $D = D_{\text{máx}} = 0,4$.

$$I_{L_{a\text{máx}}} = 1,85\text{A} \quad (2.20)$$

Sendo $\Delta V_{C_{aeq}} = 20\text{V}$:

$$C_{a1} = C_{a2} = 0,12\mu\text{F} \quad (2.21)$$

As principais formas de onda observadas na condição nominal são apresentadas na fig.2.5. A tabela 2.3 permite uma apreciação quantitativa das grandezas observadas.

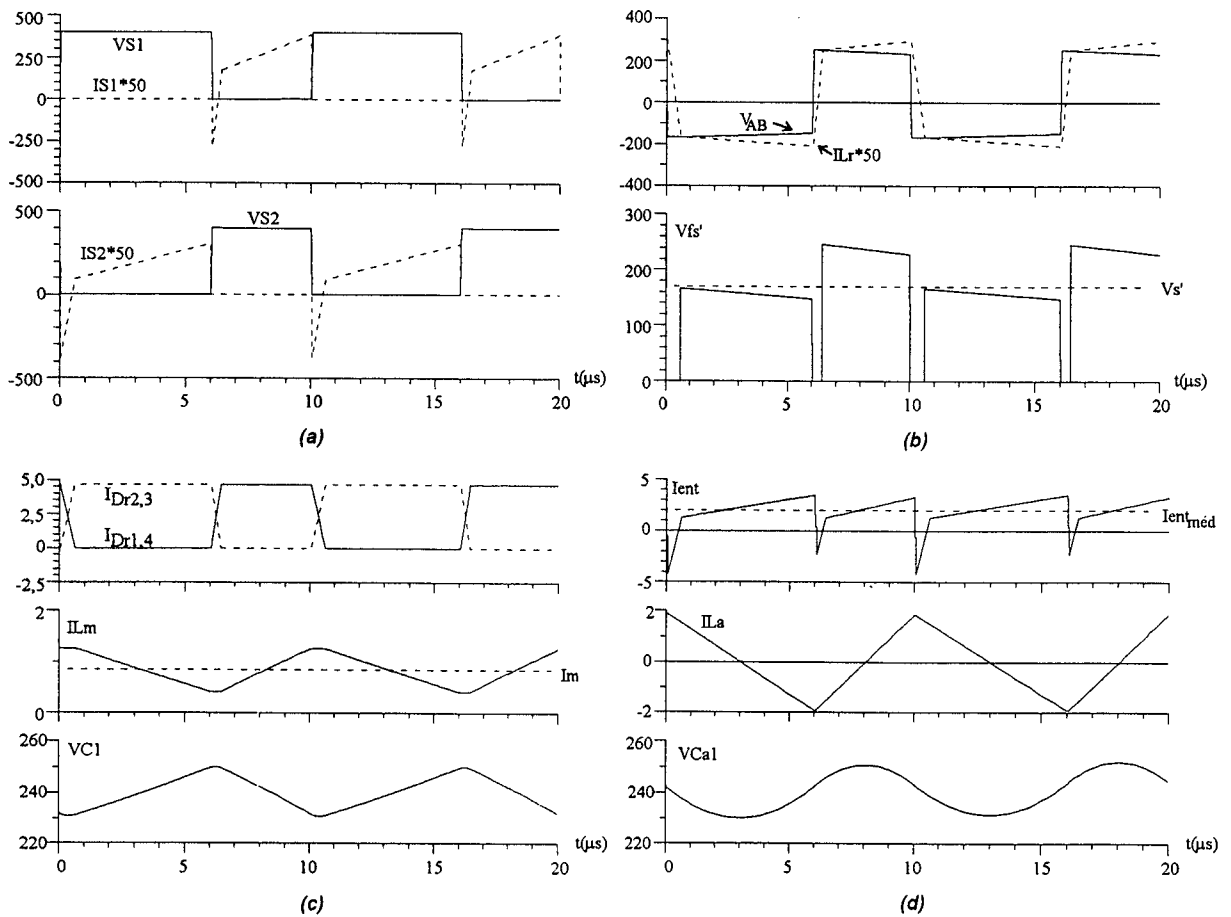


Fig.2.5 - Resultados de simulação na condição nominal ($D=0,4$): a) Tensões e correntes nos interruptores; b) Tensão V_{AB} e corrente I_{L_r} ; tensão sobre o filtro de saída e tensão média de saída; c) Correntes através dos retificadores; corrente na indutância magnetizante com indicação de seu valor médio; tensão V_{C1} ; d) Corrente fornecida pela fonte de entrada com indicação de seu valor médio; corrente através de L_a ; tensão sobre C_{a1} .

Grandeza	V. Simulado	V. Teórico	Diferença (%)
I_{ef} (A)	4,74	4,83	1,9
I_m (A)	0,84	0,92	8,7
V_s' (V)	170,1	172,8	1,6
$I_{entméd}$ (A)	1,98	2,0	1,0
$I_{Dr1,4méd}$ (A)	1,88	1,84	2,2
$I_{Dr2,3méd}$ (A)	2,72	2,76	1,4

Tabela 2.3 - Tabela comparativa dos valores analíticos e daqueles obtidos via simulação, referentes à operação do conversor assimétrico com pólo ressonante na condição nominal.

A fim de se comprovar a manutenção da comutação ZVS na condição crítica, são apresentados na fig.2.6 os resultados da simulação neste ponto particular e na tabela 2.4 os valores observados para as grandezas mais relevantes.

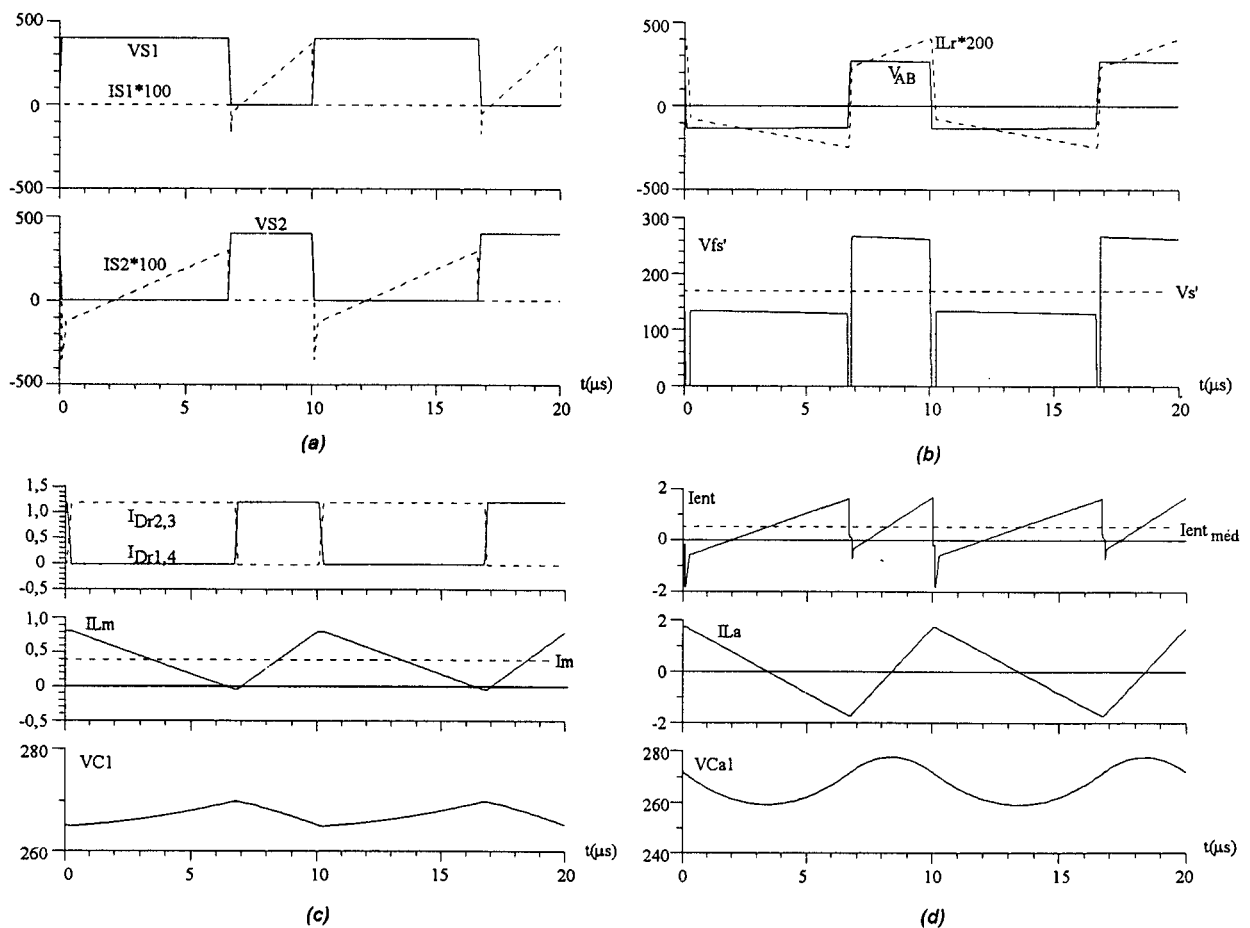


Fig.2.6 - Resultados de simulação na condição crítica ($D=0,333$): a) Tensões e correntes nos interruptores; b) Tensão V_{AB} e corrente I_{Lr} ; tensão sobre o filtro de saída e tensão média de saída; c) Correntes através dos retificadores; corrente na indutância magnetizante com indicação de seu valor médio; tensão V_{C1} ; d) Corrente fornecida pela fonte de entrada com indicação de seu valor médio; corrente através de L_a ; tensão sobre C_{a1} .

Grandeza	V. Simulado	V. Teórico	Diferença (%)
I_{ef} (A)	1,69	1,47	15,0
I_m (A)	0,38	0,39	2,6
V_s' (V)	169,0	172,8	2,2
$I_{entméd}$ (A)	0,52	0,50	4,0
$I_{Dr1,4méd}$ (A)	0,40	0,39	2,5
$I_{Dr2,3méd}$ (A)	0,77	0,78	1,3

Tabela 2.4 - Tabela comparativa dos valores obtidos teoricamente e via simulação para o conversor assimétrico operado na condição crítica com pólo ressonante.

Percebe-se que o comportamento do conversor com relação à carga não é alterado com a inclusão do circuito auxiliar de comutação. A faixa de carga na qual é mantida a comutação ZVS é, porém, sensivelmente ampliada. Verifica-se que, conforme esperado, a forma de onda de i_{La} é uma triangular com taxas distintas no aclave e no declive; em consequência, v_{Ca} constitui-se de vértices parabólicos alternados, com variação total ΔV_{Ca} dentro do limite projetado. A corrente eficaz total na condição nominal apresentou um incremento de 8,5% após a inclusão do pólo ressonante. Isto se traduz em uma elevação de 17,7% nas perdas de condução.

Observa-se que, em níveis altos de razão cíclica, I_{La} apresenta pouca variação*. Por esta razão, sua influência nas formas de I_{S1} , I_{S2} e I_{ent} se torna bem mais marcante com baixas cargas. Nestes casos, devido ao baixo valor de I_s' , i_{Lr} sofre transições de estado bastante rápidas, incorrendo em quedas de tensão ΔV pequenas.

2.4 - CONCLUSÃO

No presente capítulo foram apresentadas simulações do conversor assimétrico em diversas condições de operação. Os resultados de tais simulações mostraram bastante concordância com as predições teóricas, tanto conceitual como quantitativamente. A simulação dotou, portanto, a análise teórica de credibilidade para ser utilizada no projeto.

* De fato, a partir de (1.219), pode se perceber que $I_{La}(D=0,25) = 0,75 \cdot I_{La}(D=0,5)$, ou seja, com uma queda de 50% na razão cíclica, I_{La} cai somente 25%. Esta situação se inverte com razões cíclicas baixas.

CAPÍTULO 3

PROJETO DO CONVERSOR MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é discutido o projeto do conversor CC-CC meia-ponte assimétrico, com base na análise teórica realizada no capítulo 1. É inicialmente estabelecida uma metodologia de projeto, focalizando diversos aspectos do conversor, sendo posteriormente projetado um conversor para atender ampla faixa de carga com comutação ZVS. Elege-se a queda de tensão ΔV , devida às transições de estado de L_r , a partir de um estudo de minimização da corrente eficaz no primário, incorrendo em menores perdas na condução dos interruptores. O conversor em estudo pode ser visto na fig.3.1.

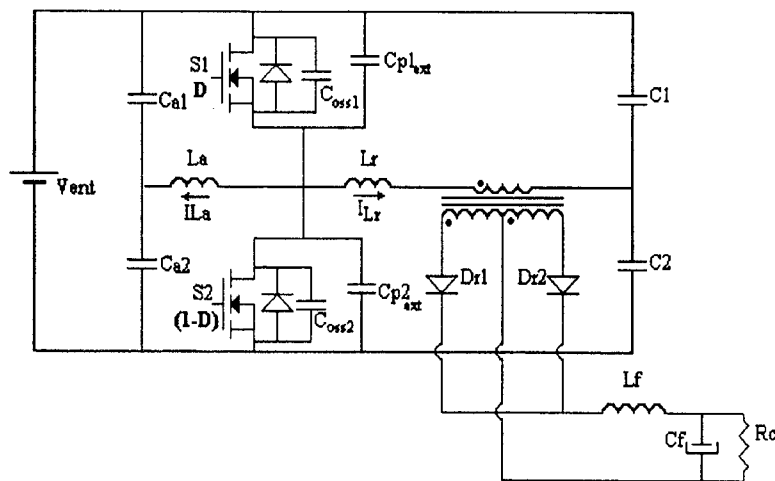


Fig.3.1 - Diagrama básico do conversor para projeto.

3.2 - METODOLOGIA DE PROJETO

De posse dos dados sobre as tensões de entrada máxima, nominal e mínima, tensão de saída, potência a ser processada, frequência de comutação, bem como razões cíclicas máxima e

mínima de operação, o projetista deve em primeiro lugar escolher a relação de transformação a ser utilizada. Neste momento é importante ter-se em mente as discussões sobre energia fixa na indutância magnetizante (seção 1.2.5.3). O conversor deve ter condições de atender a carga nominal tanto quando a tensão de entrada estiver em seu valor máximo como quando estiver em seu valor mínimo. A máxima tensão média disponível entre os pontos A e B é:

$$V_{ABm} = 2D_{m\acute{a}x}(1 - D_{m\acute{a}x})V_{entm\acute{i}n} \quad (3.1)$$

Adota-se uma queda de tensão máxima como sendo um certo valor percentual de V_{ABm} . A tensão média sobre o filtro de saída, e conseqüentemente a tensão de saída é:

$$V_s' = V_{ABm} - \Delta V_{m\acute{a}x} \quad (3.2)$$

$$q_{m\acute{a}x} = \frac{V_{ABm} - \Delta V_{m\acute{a}x}}{V_{ent}} \quad (3.3)$$

A corrente nominal nesta condição é, portanto:

$$I_{s_{nom}}' = \frac{P_{s_{nom}}}{V_s'} \quad (3.4)$$

Donde:

$$L_r = \frac{\Delta V_{m\acute{a}x}}{4f_c I_{s_{nom}}'} \quad (3.5)$$

Quando a tensão de entrada está em seu valor máximo, o conversor deve lograr fornecer à carga corrente nominal com tensão invariável. Como a queda de tensão se mantém inalterada, isto significa uma adaptação da razão cíclica de forma a manter o mesmo valor de V_{ABm} . Assim:

$$D_{(V_{entm\acute{a}x})} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{2V_{ABm}}{V_{entm\acute{a}x}}} \quad (3.6)$$

Nesta situação, o conversor atende a carga nominal com mais assimetria, havendo maior corrente média circulando através da indutância magnetizante do transformador.

A razão cíclica nominal pode também ser obtida de modo semelhante, conforme indica a expressão (3.7).

$$D_{\text{nom}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{2V_{ABm}}{V_{\text{ent nom}}}} \quad (3.7)$$

3.2.1 - Dimensionamento dos interruptores

De posse das informações acima, é possível o dimensionamento dos interruptores (transistores MOSFET e diodos retificadores). As equações necessárias para isto foram deduzidas no capítulo 1 e são aqui repetidas.

Faz-se inicialmente o dimensionamento dos MOSFETs. De (1.251):

$$I_{S1\text{ef}} = \sqrt{4(D - 2D^2 + D^3)I_s'^2 + \frac{D}{3}I_{La}^2} \quad (3.8)$$

O valor máximo do primeiro termo sob o radical ocorre com $D = 0,333$. Pode se admitir este ponto como o que maximiza a função. Para simplificar, utiliza-se o valor máximo de I_{La} .

$$I_{S1\text{ef máx}} = \sqrt{0,6I_s'^2 + 0,111 \cdot I_{La\text{máx}}^2} \quad (3.9)$$

A equação (1.252) fornece o valor eficaz do interruptor S_2 , cujo valor máximo ocorre com $D = D_{\text{máx}}$:

$$I_{S2\text{ef}} = \sqrt{4(D^2 - D^3)I_s'^2 + \frac{1-D}{3}I_{La}^2} \quad (3.10)$$

Quando bloqueados, os MOSFETs devem ter condições de suportar o valor máximo da tensão de alimentação, além de alguma eventual sobretensão.

Quanto aos retificadores do estágio de saída, têm-se:

$$I_{D\tau_1\text{méd}} = DI_s \quad (3.11)$$

$$I_{D\tau_1\text{ef}} = \sqrt{DI_s} \quad (3.12)$$

$$V_{D\tau_1\text{rev}} = \frac{2DV_{\text{ent}}}{a} \quad (3.13)$$

$$I_{D\tau_2\text{méd}} = (1-D)I_s \quad (3.14)$$

$$I_{D_{r2ef}} = \sqrt{(1-D)} I_s \quad (3.15)$$

$$V_{D_{r2rev}} = \frac{2(1-D)V_{ent}}{a} \quad (3.16)$$

Os valores máximos das grandezas referentes a D_{r1} sempre ocorrem com $D = D_{máx}$; as correntes de D_{r2} se maximizam com $D = D(V_{entmáx})^*$; a tensão reversa sobre este elemento, com $D = D_{mín}$.

3.2.2 - Capacitores de armazenamento de energia

Os capacitores de armazenamento de energia são dimensionados através das equações (1.162) a (1.164), aqui reescritas. Devido ao regime de corrente a que são submetidos, é recomendado o uso de capacitores de baixas resistências série. Os capacitores de polipropileno atendem a esta condição, sendo encontrados em valores comerciais de capacitâncias até $1,0\mu F$ [19,20]. Estes valores se mostram adequados para o uso no conversor, no que tange à resposta dinâmica.

$$C_{eq} = \frac{P_s}{f_c \Delta V_{C_{eq}} V_{ent,min}} \quad (3.17)$$

$$C_1 = (1 - D_{nom}) C_{eq} \quad (3.18)$$

$$C_2 = D_{nom} C_{eq} \quad (3.19)$$

3.2.3 - Transformador

A escolha do núcleo de ferrite é feita de acordo com a equação (3.20) [1,21].

$$AeAw = \left(\frac{P_{ent} \cdot 10^4}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot 420 \cdot \Delta B \cdot 2 \cdot f_c} \right)^{1,31} \quad (cm^4) \quad (3.20)$$

* Ver apêndice B.

K_t é o fator de topologia da estrutura, definido como a razão entre a corrente média de entrada em relação a $V_{ent}/2$ e a corrente eficaz no primário do transformador. Assim:

$$K_t = 2\sqrt{D(1-D)} \quad (3.21)$$

Ao operar-se com razões cíclicas próximas a 0,5, utiliza-se K_t igual à unidade.

K_u é o fator de utilização da janela, que indica o percentual da área da janela efetivamente utilizado pelo cobre. Pode se utilizar de 0,35 (típico) até 0,40 [21].

K_p é o fator de primário; indica a razão entre a área de cobre do primário e a área total de cobre no transformador. Nesta estrutura, é dado pela equação (3.22)*.

$$K_p = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{2}} + \sqrt{1 - D_{(V_{ent\ máx})}}} \quad (3.22)$$

A máxima corrente média na indutância magnetizante é dada por:

$$I_{m\ máx} = \left[1 - 2D_{(V_{ent\ máx})} \right] I_{s\ nom} \quad (3.23)$$

Sobre este valor admite-se uma ondulação ΔI_m . Sendo $B_{sat} = 0,3T$ [21], utiliza-se $B_{máx} = 0,28T$.

Desta maneira:

$$\Delta B = \frac{0,28 \cdot \Delta I_m}{I_{m\ máx} + \frac{\Delta I_m}{2}} \quad (3.24)$$

A variação da corrente na indutância magnetizante ocorre devido à tensão sobre ela aplicada. Durante DT tem-se uma integral tensão-tempo dada por:

$$\int_0^{DT} V_{Lm} dt = (1-D)V_{ent} \left[DT - \frac{2I_s' L_r}{(1-D)V_{ent}} \right] \quad (3.25)$$

$$\int_0^{DT} V_{Lm} dt = \frac{D(1-D)V_{ent} - \frac{\Delta V}{2}}{f_c} = \frac{V_s'}{2f_c} \quad (3.26)$$

* Ver apêndice A, seção A.3.

Como V_s' é constante, conclui-se que a variação de corrente, dada por (3.27), se mantém constante ao longo da operação do conversor.

$$\Delta I_m = \frac{V_s'}{2L_m f_c} \quad (3.27)$$

$$L_m = \frac{V_s'}{2\Delta I_m f_c} \quad (3.28)$$

Sabe-se que:

$$L_m \Delta I_m = N_{pr} \Delta \Phi \quad (3.29)$$

$$N_{pr} = \frac{L_m \Delta I_m}{\Delta \Phi} \quad (3.30)$$

Então:

$$N_{pr} = \frac{V_s'}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_c} \quad (3.31)$$

Por vezes pode ser necessário colocar-se um pequeno entreferro no transformador, a fim de que este não se sature devido ao elevado nível da corrente total. Tal entreferro pode ser calculado a partir de (3.32) (o valor de l_e deve ser em milímetros).

$$l_g = \frac{\mu_o N_{pr} \left(I_{m_{\max}} + \frac{\Delta I_m}{2} \right) 10^3}{B_{\max}} - \frac{l_e}{\mu_r} \quad (\text{mm}) \quad (3.32)$$

Cumprе salientar que na montagem do transformador com núcleo EE, o entreferro é distribuído entre as pernas do núcleo, estando associado a cada uma delas a metade do valor calculado.

Deve-se em seguida calcular a relação de transformação.

$$a = \frac{N_{pr}}{N_{sec}} = \frac{V_s' - 2D_{\max}(1 - D_{\max})R_{ds(on)}I_{s_{nom}}'}{1,1(V_s + V_{D_{TF}})} \quad (3.33)$$

Com vistas à determinação dos condutores do transformador, em primeiro lugar calcula-se a profundidade de penetração da corrente no condutor. Para fios de cobre a 100°C, ela é obtida através de (3.34) [1].

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_c}} \quad (\text{cm}) \quad (3.34)$$

O raio do fio não deve ser superior ao valor encontrado em (3.34). Se necessário, associam-se em paralelo vários condutores até atingir a área de cobre necessária para a circulação da corrente. A densidade de corrente que provoca um crescimento de 30°C na temperatura do ponto quente* do transformador é dada por (3.35) [21].

$$J_{30} = 420 \cdot (AeAw)^{-0,240} \quad (\text{A/cm}^2) \quad (3.35)$$

O número de fios paralelos é então:

$$n_{pr} = \frac{I_{ef}}{J_{30} A_C} \quad (3.36)$$

O valor de n deve ser calculado para todos os enrolamentos, lembrando que cada secundário está sujeito a valores eficazes diferentes. A corrente eficaz de cada secundário é igual à do diodo a ele associado [cfr. equações (3.12) e (3.15)].

3.2.4 - Indutor série externo

A indutância de dispersão total do transformador* é dada por:

$$L_d = L_{dpr} + \frac{L_{dsec1} + L_{dsec2}}{4} \quad (3.37)$$

Sendo necessário um indutor externo para completar o valor da indutância ressonante de projeto, ele é dimensionado conforme (3.38) [1,21].

$$AeAw = \left(\frac{L_{ext} (1 - D_{(V_{ent,máx})}) I_s^2 10^4}{210 \cdot K \cdot B_{máx}} \right)^{1,31} \quad (3.38)$$

K tem o valor de 0,7.

* Denomina-se *ponto quente* a região de um núcleo magnético que teoricamente deve apresentar maior elevação de temperatura. Em núcleos do tipo EE, o ponto quente está situado a meia altura da perna central.

* Ver apêndice A, seção A.2.

$$N_{L_{ext}} = \frac{L_{ext} 2(1 - D_{(V_{ent,m\acute{a}x})}) I_s' 10^4}{B_{m\acute{a}x} Ae} \quad (3.39)$$

$$l_g = \frac{\mu_o \mu_r N_{L_{ext}}^2 Ae}{10 L_{ext}} \quad (\text{mm}) \quad (3.40)$$

O enrolamento do indutor externo é feito de forma idêntica ao do primário do transformador.

3.2.5 - Filtro de saída

A partir de (1.131) e (1.133):

$$L_f = \frac{(D - 3D^2 + 2D^3) V_{ent}}{\Delta I_{L_{f,m\acute{a}x}} f_c a} \quad (3.41)$$

Se o conversor deve operar na região de $D = 0,211$, este resultado se reduz a (3.42), conforme (1.135).

$$L_f = \frac{0,096}{\Delta I_{L_{f,m\acute{a}x}} f_c} \frac{V_{ent}}{a} \quad (3.42)$$

Destaca-se neste ponto que a determinação de $\Delta I_{L_{f,m\acute{a}x}}$ implica automaticamente na definição do limite entre os modos contínuo e descontínuo de operação. Com correntes de carga inferiores a $\Delta I_{L_{f,m\acute{a}x}}/2$, corre-se o risco de provocar condução descontínua de corrente no filtro de saída.

O projeto do indutor é feito conforme (3.43) e (3.44). O entreferro é calculado da mesma maneira que para o indutor ressonante. Há menos restrições quanto ao diâmetro de cada condutor do enrolamento, uma vez que a corrente através deste elemento é praticamente constante.

$$AeAw = \left(\frac{L_f I_{snom}^2 \cdot 10^4}{420 \cdot K \cdot B_{m\acute{a}x}} \right)^{1,31} \quad (\text{cm}^4) \quad (3.43)$$

$$N_{L_f} \geq \frac{L_f I_{s_{nom}} 10^4}{B_{m\acute{a}x} A_e} \quad (3.44)$$

De (1.137) tem-se que:

$$C_f = \frac{\Delta I_{L_f m\acute{a}x}}{8 f_c \Delta V_s} \quad (3.45)$$

No entanto, o capacitor C_f é normalmente determinado em função de sua resistência série equivalente:

$$R_{se} = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} \quad (3.46)$$

3.2.6 - Pólo ressonante

O valor do indutor é obtido a partir de (1.238), (1.239) e (1.240), aqui reproduzidas. Deve ser tomado o valor da tensão de entrada máxima, que corresponde à comutação mais difícil*.

$$D_c = 1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) \left[1 + \sqrt{1 - \frac{2V_s'}{V_{ent_{m\acute{a}x}} \cdot \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2}} \right] \quad (3.47)$$

$$I_{L_{a_c}} = \frac{V_{ent_{m\acute{a}x}}}{4Z} \left\{ \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right) \left[1 + \sqrt{1 - \frac{2V_s'}{V_{ent_{m\acute{a}x}} \cdot \left(1 - \frac{f_c}{\omega} \right)^2}} \right] \right\}^2 \quad (3.48)$$

$$L_a \leq \frac{D_c (1 - D_c) V_{ent_{m\acute{a}x}}}{2 I_{L_{a_c}} f_c} \quad (3.49)$$

* Isto pode ser compreendido de duas maneiras: a) Sob o aspecto externo: com maior tensão de entrada e igual potência, a corrente que circula é menor; b) Sob o aspecto interno: com tensão máxima, mantendo-se a carga em seu valor nominal, a razão cíclica é menor que para qualquer outra tensão de entrada. Então $2DI_s'$ também é menor, enquanto $2(1-D)I_s'$ aumenta.

O projeto do indutor auxiliar é feito levando-se em consideração as perdas no núcleo, devido à grande excursão de fluxo que deve ser completada a cada intervalo complementar. Determina-se o produto das áreas através da equação (3.50) [1,21].

$$AeAw = \left[\frac{L_a \cdot (I_{La_{m\acute{a}x}})^2 \cdot 10^4}{65\sqrt{3} \cdot K} \right]^{1,58} \cdot (k_H f_c + k_E f_c^2)^{0,660} \quad (\text{cm}^4) \quad (3.50)$$

Sendo:

$$k_H = 4 \cdot 10^{-5} \quad (3.51)$$

$$k_E = 4 \cdot 10^{-10} \quad (3.52)$$

O número de espiras obedece ao critério estabelecido em (3.53), lembrando-se que $\Delta B_{m\acute{a}x}$ representa a excursão total do fluxo, de pico a pico.

$$N_{La} \geq \frac{2 \cdot L_a \cdot I_{La_{m\acute{a}x}}}{\Delta B_{m\acute{a}x} \cdot Ae} \quad (3.53)$$

Sendo:

$$I_{La_{m\acute{a}x}} = \frac{D_{m\acute{a}x} (1 - D_{m\acute{a}x}) V_{ent}}{2L_a f_c} \quad (3.54)$$

Se $D_{m\acute{a}x}$ for superior a 0,35, a expressão acima pode ser aproximada por:

$$I_{La_{m\acute{a}x}} = \frac{V_{ent}}{8L_a f_c} \quad (3.55)$$

A densidade de corrente neste caso é aquela que incorre em um aumento de aproximadamente 150°C no ponto quente do indutor, sendo dada pela eq. (3.56). A partir deste valor, determina-se o número de fios que devem ser colocados em paralelo, da mesma maneira que no projeto do transformador.

$$J_{15} = 297 \cdot (AeAw)^{-0,240} \quad (\text{A/cm}^2) \quad (3.56)$$

O entreferro é calculado da mesma maneira que para o indutor ressonante.

Os capacitores do circuito auxiliar são dimensionados conforme segue.

$$C_{a1} = C_{a2} = \frac{D_{\text{máx}}(1 - D_{\text{máx}})V_{\text{ent}}}{16L_a f_c^2 \Delta V_{C_a}} \quad (3.57)$$

Novamente aqui, se a operação for acima de $D = 0,35$:

$$C_{a1} = C_{a2} = \frac{V_{\text{ent}}}{64L_a f_c^2 \Delta V_{C_a}} \quad (3.58)$$

Os capacitores do pólo ressonante, à guisa dos capacitores de armazenamento, estão sujeitos a um rigoroso regime de corrente, sendo recomendado o uso de capacitores de polipropileno.

3.2.7 - Circuito de grampeamento da tensão dos diodos retificadores

Após a corrente através de um dos diodos retificadores do secundário haver se anulado, o mesmo principia o processo de recuperação, a fim de atingir plena capacidade de bloqueio da tensão reversa. Sua corrente reversa circula através do diodo complementar e da indutância ressonante, somada à corrente de carga. Quando o diodo efetivamente se bloqueia, há uma pequena diferença entre as correntes em L_r e L_f , a qual se traduz em sobretensões que podem danificar o componente. O circuito de grampeamento evita que a tensão reversa sobre o semicondutor cresça a níveis indesejáveis, sendo projetado conforme o procedimento exposto por MWEENE, WRIGHT e SCHLECHT [24]. A equação (3.59) sumariza este procedimento, exprimindo a potência que deve ser absorvida e dissipada pelo circuito grampeador.

$$P_{gr} = \frac{1}{2} 2f_c C_{D_r} (V_{D_{rrev}})^2 \left[\frac{(1 + \lambda)^2 (1 - \lambda)}{\lambda} \right] \quad (3.59)$$

Sendo:

$$\lambda = \frac{V_{gr} - V_{D_{rrev}}}{V_{D_{rrev}}} \quad (3.60)$$

Assim:

$$R_{gr} = \frac{V_{gr}^2}{P_{gr}} \quad (3.61)$$

$$C_{gr} = \frac{10}{f_c R_{gr}} \quad (3.62)$$

3.3 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO COM AMPLA FAIXA DE VARIAÇÃO NA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

Considere-se um conversor que deva operar, tendo como fonte de alimentação um capacitor de filtragem alimentado diretamente da rede elétrica via ponte de diodos, conforme a fig.3.2. Quando o circuito está conectado a uma rede de 220V, a chave Ch se encontra ligada na posição 1; quando está conectado a 110V, Ch é colocada na posição 2, operando como dobrador de tensão.

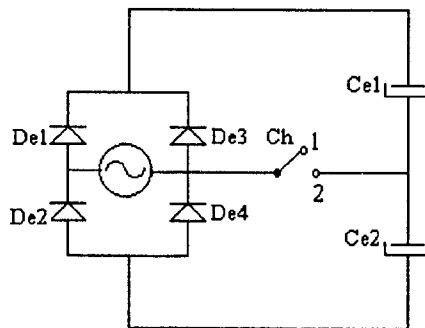


Fig.3.2 - Filtro de entrada ligado à rede de 110V ou 220V.

Desta forma, admitindo-se uma variação de 15% na rede elétrica e supondo-se C_{e1} e C_{e2} capacitâncias infinitas, tem-se que:

$$V_{ent_{máx}} = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 1,15 = 358V \quad (3.63)$$

$$V_{ent_{mín}} = 2\sqrt{2} \cdot 110 \cdot 0,85 = 264V \quad (3.64)$$

Desta maneira, admitindo-se $D_{máx} = 0,5$

$$V_{AB_m} = 132V \quad (3.65)$$

$$D_{(V_{ent\,m\acute{a}x})} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{2 \cdot 132}{358}} = 0,244 \quad (3.66)$$

A máxima corrente média na indutância magnetizante e a potência circulante são dadas por:

$$I_m = 0,512 \cdot I_{s\,nom} \quad (3.67)$$

$$P_{L_{m\,circ}} = 0,256 \cdot P_{s\,nom} \quad (3.68)$$

Em outras palavras, há necessidade de armazenar 51,2% da corrente nominal na indutância magnetizante quando o conversor opera com tensão de entrada máxima, sendo que a potência circulante em L_m chega então a 25,6% da potência de saída, penalizando o transformador. Em um circuito real, as capacitâncias são finitas, incorrendo em tensão mínima menor. Na operação como dobrador de tensão, a situação se torna ainda mais crítica. O conversor meia-ponte assimétrico é, portanto, mais adequado para tensões de entrada com maior estabilidade.

3.4 - EXEMPLO DE PROJETO

Passa-se a seguir ao projeto de um conversor que deve operar com comutação ZVS em ampla faixa de carga, possibilitando o emprego de MOSFETs com características funcionais de tiristores duais, atendendo as seguintes especificações:

$$P_s = 576W$$

$$V_s = (57,6 \pm 0,1)V$$

$$f_c = 100kHz$$

$$V_{ent} = (400 \pm 20)V$$

Admitindo-se $D_{m\acute{a}x} = 0,4$:

$$V_{AB_m} = 2 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4) \cdot 380 = 182,4V \quad (3.69)$$

$$D_{(V_{ent\,m\acute{a}x})} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{2 \cdot 182,4}{420}} = 0,319 \quad (3.70)$$

$$D_{\text{nom}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{2 \cdot 182,4}{400}} = 0,352 \quad (3.71)$$

O próximo passo no projeto do conversor consiste na atribuição de uma queda de tensão ΔV . Neste ponto surge uma relação de compromisso: se ΔV for feito muito pequeno, a energia em L_r será diminuída, implicando em um pólo ressonante com maior capacidade de corrente, elevando as perdas na condução; se for tomado muito grande, elevar-se-á o valor da corrente no primário, como indica a eq. (3.72), incorrendo também em maiores perdas na condução dos interruptores.

$$I_s' = f(\Delta V) = \frac{576}{V_s'} = \frac{576}{V_{AB_m} - \Delta V} \quad (3.72)$$

Uma escolha criteriosa de ΔV deve ser fruto de uma análise mais profunda. Em primeiro lugar, deve-se ter noção dos valores das capacitâncias paralelas aos interruptores.

A ordem de grandeza da corrente circulante no primário, fornecida pela expressão (3.73), é um parâmetro importante na definição do interruptor a ser utilizado.

$$I_{\text{per}} < \frac{576}{182,4} = 3,2 \text{ A} \quad (3.73)$$

Eslege-se o MOSFET APT 5025 como interruptor principal, por permitir uma operação com baixas perdas, em virtude de sua baixa resistência de condução. A 25°C, tal resistência se apresenta como 0,25Ω. A 100°C, deve ser multiplicada por um fator de 1,7 [25]. Por segurança, adota-se $R_{ds(\text{on})} = 0,50\Omega$. Outras características deste dispositivo são enumeradas abaixo:

$$C_{\text{ossmáx}} = 730 \text{ pF}$$

$$I_{D(\text{on})} = 23 \text{ A}$$

$$BV_{DSS} = 500 \text{ V}$$

$$V_{GS} = \pm 30 \text{ V}$$

$$V_{GS(\text{TH})} = 2 \longleftrightarrow 4 \text{ V}$$

$$T_J = -50 \longleftrightarrow 150^\circ \text{ C}$$

$$R_{\theta JC} = 0,40^\circ \text{ C/W}$$

$$V_{SD} = 1,3 \text{ V}$$

A colocação de capacitância externa ao dispositivo aumenta a demanda de energia reativa do sistema. Este procedimento, no entanto, apresenta dois aspectos favoráveis. Em primeiro lugar, confere maior estabilidade à capacitância total, pois a capacitância intrínseca é dependente da tensão dreno-fonte, especialmente quando esta apresenta baixos valores. Em segundo lugar, proporciona um caminho alternativo à passagem de corrente enquanto o semicondutor está modificando o seu estado, uma vez que as capacitâncias intrínsecas surgem entre as camadas do dispositivo, sendo dependentes de sua operação. Elas podem não corresponder ao modelo adotado, especialmente nos instantes iniciais da comutação. Coloca-se em paralelo com cada interruptor um capacitor de 500pF. A capacitância paralela total pode assim ser tomada como 1,3nF, admitindo-se 70pF a outros elementos parasitas que porventura se façam presentes.

Ao variar-se o valor de ΔV de projeto, modifica-se a relação de transformação. Em consequência, a corrente de carga refletida no primário é também alterada, incorrendo em diferentes valores críticos de operação. Em outras palavras, para cada valor da tensão de saída refletida no primário tem-se um conjunto de condições que, se comparadas, facultam ao projetista a escolha da relação de transformação mais conveniente sob determinado aspecto.

Na fig.3.3 mostram-se a corrente de carga refletida no primário, corrente de carga crítica e corrente necessária no circuito auxiliar de comutação. Observa-se que, com o aumento de V_S' , a corrente de carga crítica é crescente até o ponto em que se iguala à corrente de carga, ficando, a partir de então, limitada a esta corrente*. Há, portanto, uma descontinuidade na corrente crítica, que se reflete também no gráfico da corrente I_{Lac} e em todas as figuras subseqüentes, até a fig.3.8. Isto somente se verifica com quedas de tensão ΔV bastante pequenas - impraticáveis talvez, pois sempre há indutância de dispersão presente em um sistema real. A tendência da corrente crítica é decrescer com a diminuição da tensão V_S' , em virtude do emprego de maiores valores de L_r . Esta diminuição se faz cada vez a uma taxa inferior, de modo que I_{SC}' se estabiliza a partir de um certo ponto.

* Abandona-se, nesta situação, a equação (1.237), pois ela passa a fornecer valores de I_{SC}' superiores a I_S' .

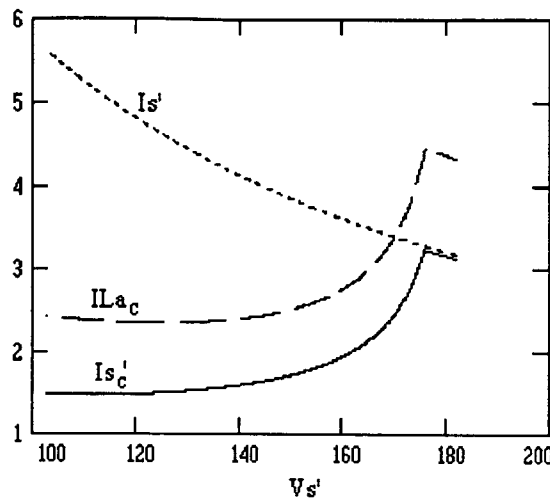


Fig.3.3 - Correntes de carga nominal e crítica referidas ao primário e corrente necessária no pólo ressonante.

A fig.3.4a mostra o valor da indutância ressonante necessária para fornecer o valor de ΔV em cada caso. À medida que V_s' cresce, a indutância deve ser menor, pois ΔV diminui. A razão cíclica crítica é crescente com V_s' até atingir o patamar de $D(V_{entm\acute{a}x})$, definido pela equação (3.70), como pode ser observado na fig.3.4b*. O percentual de carga sob o qual ocorre a condição crítica é mostrado na fig.3.4c. A razão entre I_{sc}' e I_s' é sempre crescente, até atingir o patamar de 100%, o que ocorre com um ΔV bastante pequeno, conforme anteriormente explanado. A energia armazenada em L_r ao início da comutação crítica é mostrada na fig.3.4d. Observa-se que à medida que V_s' decresce, a condição crítica ocorre com menos energia no indutor ressonante. O aumento do valor deste indutor é portanto compensado pela diminuição de I_{sc}' e principalmente de D_c .

O indutor auxiliar é calculado pela equação (3.49). Admitindo-se um valor de indutância 10% inferior ao teórico, tem-se:

$$L_a = \frac{0,9 \cdot D_c (1 - D_c) V_{ent}}{2 I_{Lac} f_c} \quad (3.74)$$

* Observando-se o gráfico de I_{Lac} (fig.3.3), constata-se que, para V_s' inferiores a 120V, esta corrente apresenta uma leve tendência ao crescimento com a diminuição de V_s' . Isto ocorre em função dos baixos valores de D_c , de conformidade com a equação (1.227).

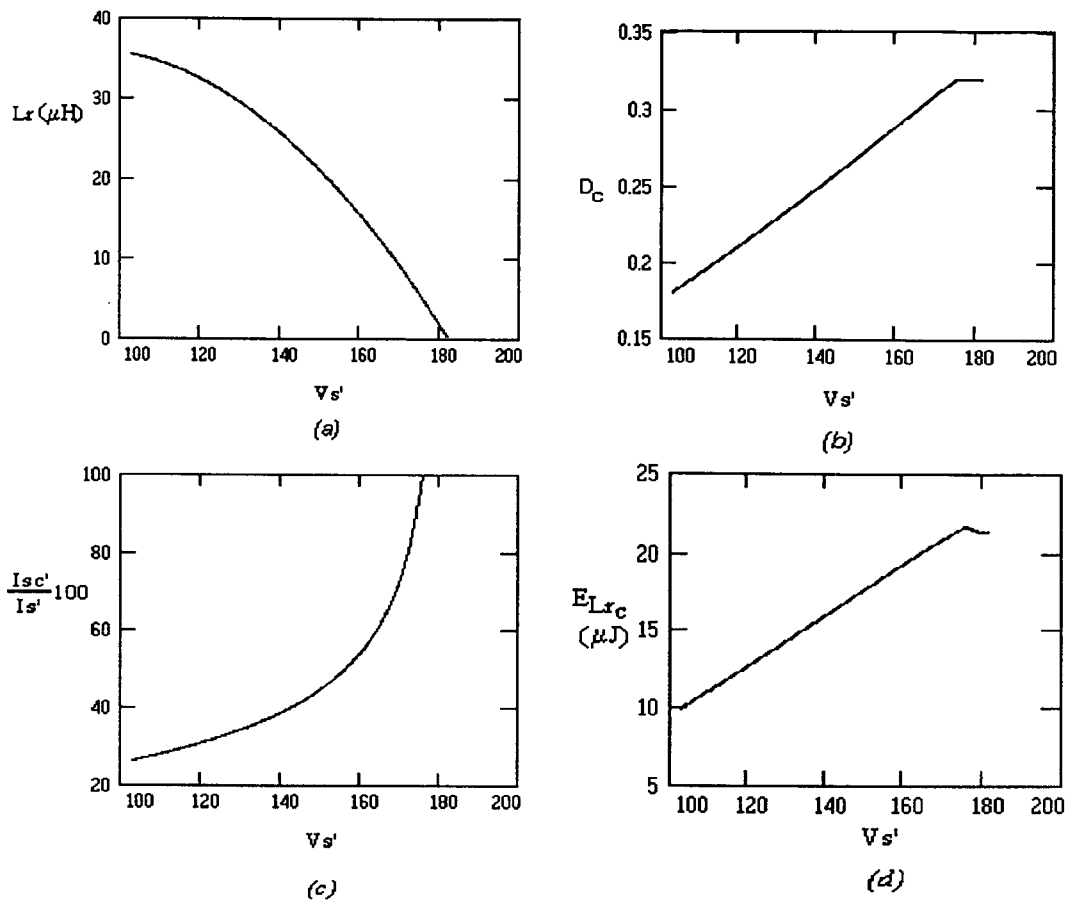


Fig. 3.4 - a) Indutância ressonante necessária versus $V_{S'}$; b) Razão cíclica crítica em função de $V_{S'}$; c) Percentual de carga no qual ocorre condição crítica; d) Energia armazenada em L_r ao início da comutação crítica.

A corrente de pico máxima do indutor ocorre sempre quando entre A e B é aplicado V_{ABm} . Pode-se então obter a energia máxima acumulada no campo magnético deste elemento [equação (3.75)]. Na fig. 3.5a está ilustrada a indutância L_a em função de $V_{S'}$. Observando-se o gráfico no sentido decrescente de $V_{S'}$, constata-se que, após haver atingido um valor máximo, o valor de L_a principia a decair. Isto ocorre devido ao efeito das razões cíclicas críticas baixas (cf. fig. 3.4b e equação 3.74). Mostra-se na fig. 3.5b a máxima energia instantânea acumulada neste indutor e na fig. 3.5c a razão entre o valor máximo de sua corrente e I_{Lac} .

$$E_{L_{a\max}} = \frac{1}{8L_a} \left[\frac{D_{\max}(1 - D_{\max})V_{ent\min}}{f_c} \right]^2 \quad (3.75)$$

Na condição nominal ($D = 0,352$), os valores eficazes das correntes no indutor ressonante e no indutor auxiliar são dadas respectivamente por (3.76) e (3.77).

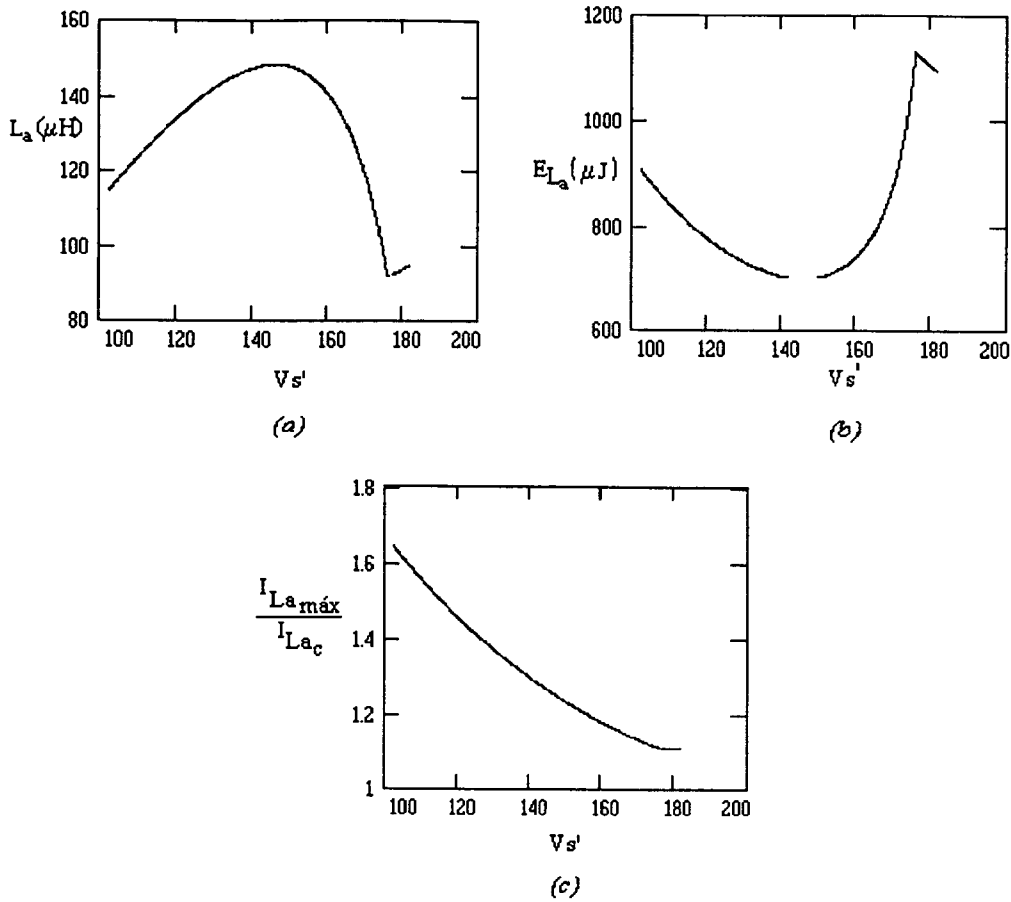


Fig.3.5 - a) Valor do indutor auxiliar em função de $V_{s'}$; b) Máxima energia instantânea neste indutor; c) Razão entre os valores máximo e de projeto da corrente do indutor auxiliar.

$$I_{L_{ref}} = 2\sqrt{D_{nom}(1-D_{nom})}I_s' \quad (3.76)$$

$$I_{L_{aef}} = \frac{D_{nom}(1-D_{nom})V_{ent_{nom}}}{2\sqrt{3}L_a f_c} \quad (3.77)$$

A corrente I_{ef} , responsável pelas perdas durante a condução dos transistores, é expressa por (3.78).

$$I_{ef} = \sqrt{I_{L_{ref}}^2 + I_{L_{aef}}^2} \quad (3.78)$$

Mostra-se na fig.3.6 o valor da corrente I_{ef} em função de $V_{s'}$. Percebe-se claramente que existe uma relação de transformação que minimiza a corrente eficaz total no primário, permitindo uma operação com menos perdas durante a condução. O valor mínimo desta corrente é 3,884A e ocorre com $V_{s'} = 165,6V$. Valores de tensão superiores a este implicam em correntes críticas cada

vez mais próximas às nominais, exigindo circuitos auxiliares com altas capacidades de corrente, causando aumento do valor eficaz total. Valores de tensão inferiores se traduzem em altas correntes primárias, facilitando a comutação e exigindo menos do circuito auxiliar, mas justamente devido à magnitude das correntes há uma aumento nas perdas. Além disso, o indutor auxiliar é projetado para razões cíclicas baixas (fig.3.4c), de modo que na condição nominal sua corrente é elevada.

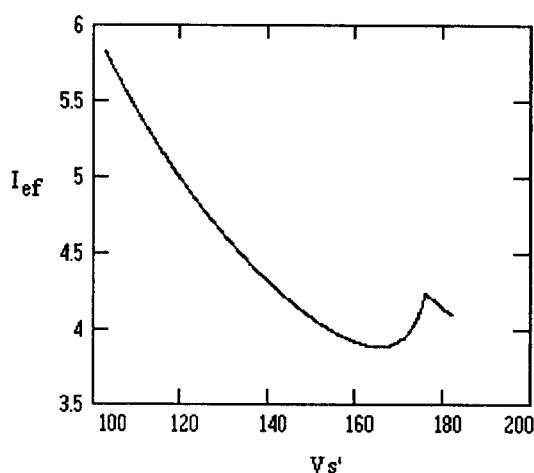


Fig.3.6 - Corrente eficaz total em função de $V_{s'}$

Salienta-se que o projetista somente tem liberdade de atuação sobre as perdas do primário, uma vez que no secundário as perdas são dependentes da corrente média, fixa em I_S .

Na fig.3.7a é mostrada a relação entre a corrente eficaz total e a corrente eficaz do indutor ressonante. O incremento de corrente eficaz devido ao pólo ressonante é de 17% com $V_{s'} = 165,6$ V. Na fig.3.7b ilustra-se a perda de potência total nos interruptores do primário. Seu valor mínimo é 7,6W. Neste ponto de operação, o custo do pólo ressonante, em termos de incremento na potência dissipada, é 2,1W. A corrente eficaz total no conversor em estudo pode ser comparada com a corrente eficaz total no conversor sem capacitor paralelo externo, operando somente com as capacitâncias intrínsecas de 730pF (fig.3.7c). Nesta situação, em função das capacitâncias reduzidas, há menos exigência sobre o circuito auxiliar; isto, porém, não se traduz em uma significativa diminuição da corrente eficaz.

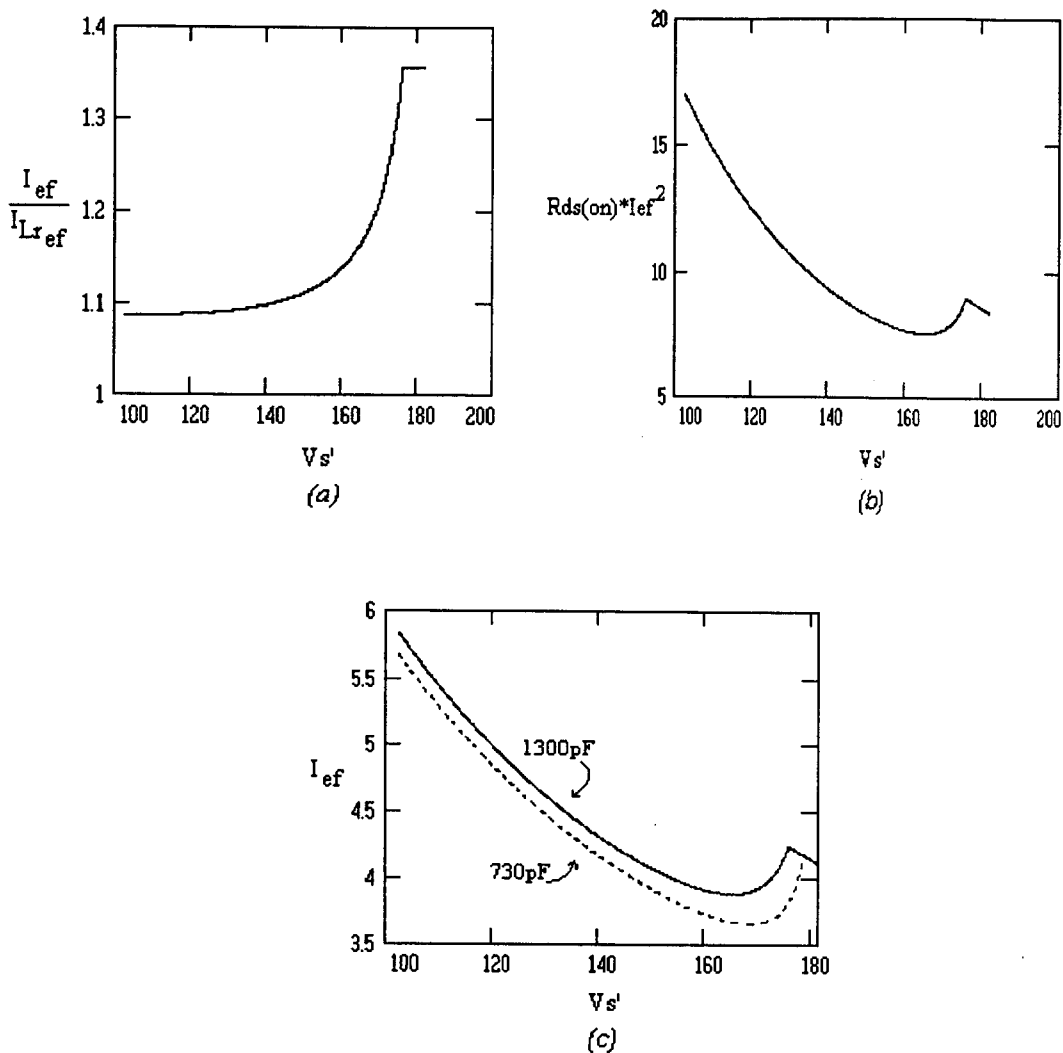


Fig.3.7 - a) Relação entre a corrente eficaz total e a corrente eficaz do indutor ressonante; b) Perdas totais nos interruptores do primário durante a condução; c) Corrente eficaz total sem a presença de capacitor paralelo externo (somente $C_{oss} = 730\text{pF}$) e com capacitor externo de 500pF .

Objetivando-se a validação dos resultados acima, parte-se para a simulação numérica de dez estruturas, cada qual para uma relação de transformação. Utiliza-se o modelo da fig.2.4 no programa SCVOLT*. Os valores eficazes em cada situação são obtidos a partir de I_{Lr} e de I_{La} , pois as correntes dos interruptores incluem as conduzidas através dos diodos intrínsecos, o que "mascara" o valor eficaz total**. Os pontos obtidos são mostrados na fig.3.8a, marcados com x.

* Foram utilizados os valores de $0,1\Omega$ e $0,1\text{M}\Omega$ respectivamente para as resistências de condução e bloqueio dos interruptores.

** As perdas durante a condução dos diodos são devidas quase que exclusivamente às correntes médias por eles circulantes, em função da queda de tensão direta (V_{SD}); cabe às correntes eficazes pequena parcela na composição destas perdas.

Para melhor visualização, traça-se novamente a curva teórica da fig.3.6. Há bastante concordância entre os resultados para valores altos de V_S' . À medida que este parâmetro diminui, no entanto, a diferença se torna crescente. Esta discrepância é causada pelos grandes valores de L_r , que impõem tempos consideráveis para as transições de estado deste elemento. Sua corrente se afasta da forma retangular, apresentando salientes intervalos de crescimento/decrescimento linear, os quais diminuem seu valor eficaz, fato ilustrado na fig.3.8b, que representa a forma de onda da corrente I_{Lr} na simulação para $V_S' = 120V$. Este fenômeno promove um deslocamento do ponto de mínima corrente eficaz. Tal corrente, na situação em que $V_S' = 160V$, apresenta-se um pouco menor que no ponto de mínimo teórico.

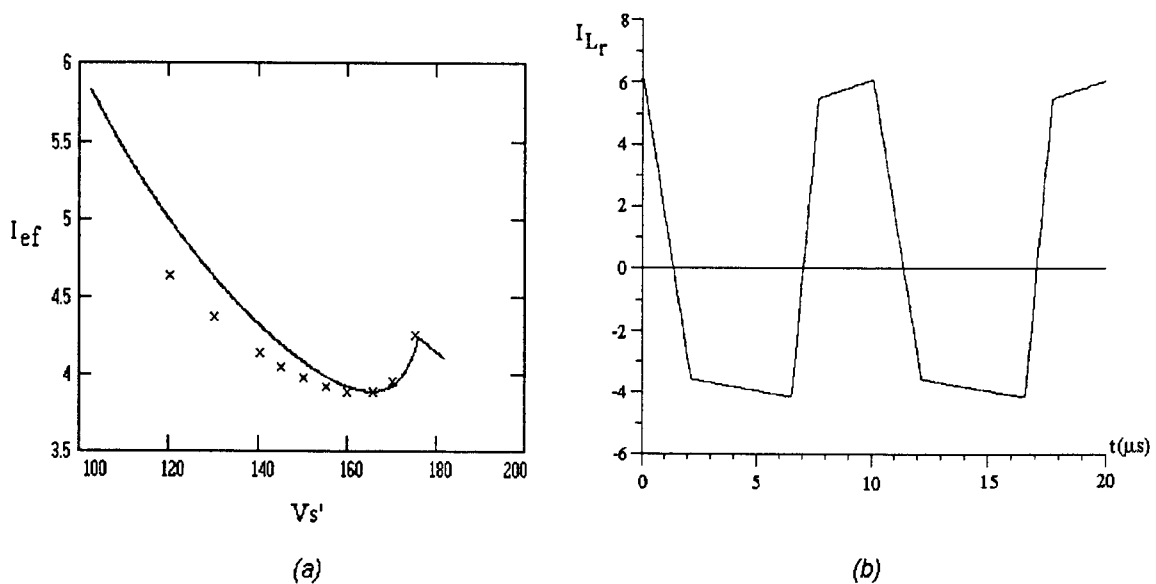


Fig.3.8 - a) Corrente eficaz total em função de V_S' . Os pontos obtidos via simulação numérica são apresentados com o sinal "x". b) Corrente através de L_r na situação em que $V_S' = 120V$. Observa-se que uma parcela considerável do período total é destinada às mudanças de estado de L_r .

Baseando-se nos resultados apresentados, tem-se condições de definir a relação de transformação. Optou-se por operar com $V_S' = 160V$. Este ponto propicia, além de uma corrente eficaz reduzida, uma operação próxima do ponto de mínimo da energia no indutor auxiliar (fig.3.5b), facilitando o projeto deste elemento. Têm-se assim:

$$\Delta V = 22,4V \quad (3.79)$$

$$L_r = 15,56\mu H \quad (3.80)$$

$$I_s' = 3,6A \quad (3.81)$$

$$I_{sc}' = 1,94A \quad (3.82)$$

$$D_c = 0,287 \quad (3.83)$$

$$I_{La_c} = 2,76A \quad (3.84)$$

$$L_a = 140\mu H \quad (3.85)$$

$$E_{La_{m\acute{a}x}} = 740\mu J \quad (3.86)$$

$$a = 2,78 \quad (3.87)$$

$$I_{ef} = 3,92A \quad (3.88)$$

$$I_{La_{m\acute{a}x}} = 3,25A \quad (3.89)$$

Teoricamente, neste ponto de operação, a perda na condução dos interruptores principais é 7,7W; a corrente eficaz sofre um incremento de 14% em relação ao circuito sem pólo ressonante, o que significa que uma perda de 1,8W deve ser atribuída à inclusão do circuito auxiliar no conversor.

Na fig.3.9 estão representadas as características de saída do conversor para tensões de entrada nominal (fig.3.9a), mínima(fig.3.9b) e máxima (fig.3.9c). Nestas curvas foi desconsiderado o modo de operação descontínuo.

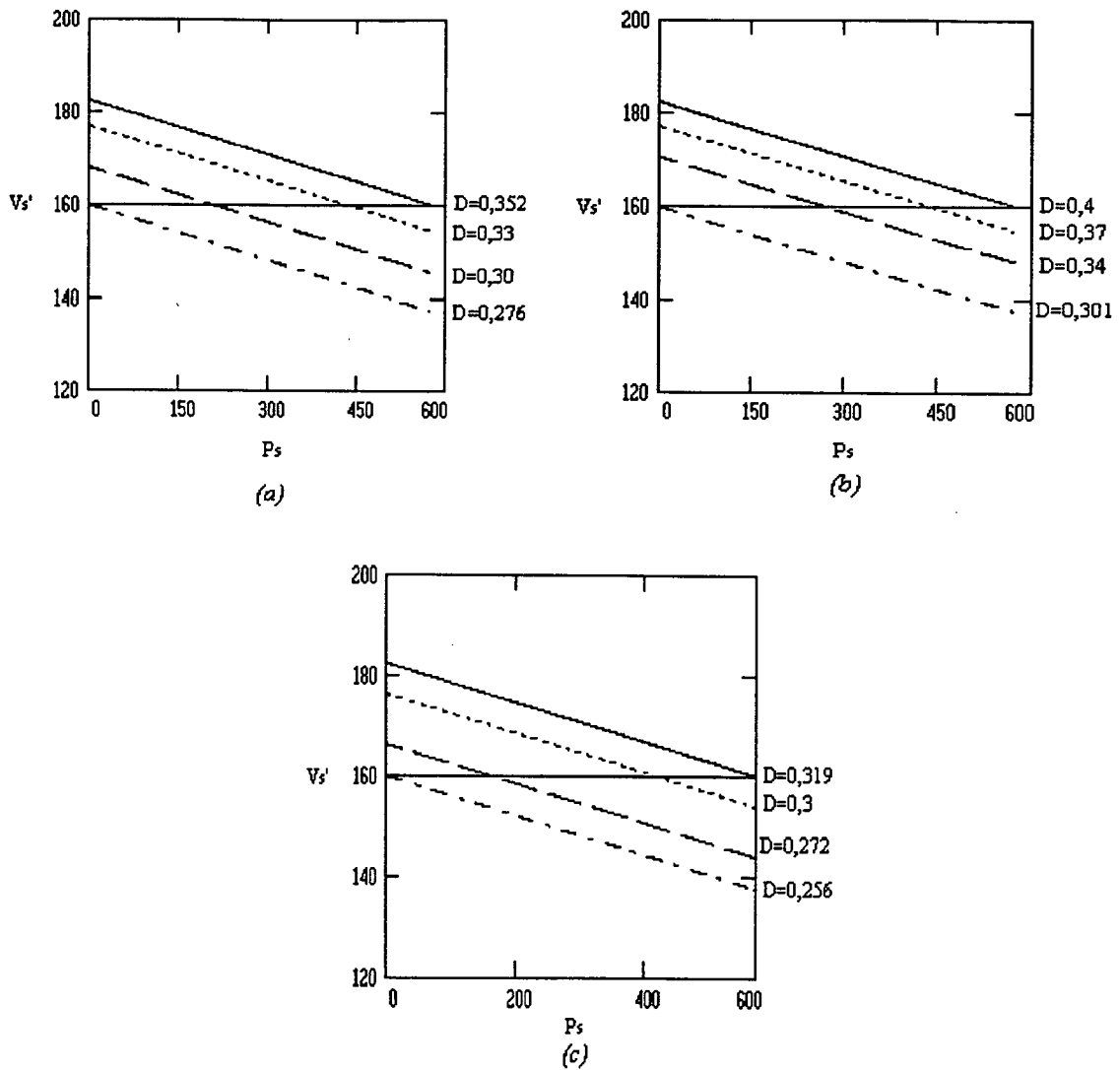


Fig.3.9 - Características de saída do conversor: a) Tensão de entrada nominal (400V); b) Tensão de entrada mínima (380V); c) Tensão de entrada máxima (420V).

3.4.1 - Transformador

O transformador é projetado primeiramente, a fim de que os demais componentes sejam dimensionados de acordo com a relação de transformação real.

$$K_p = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{2}} + \sqrt{1 - 0,319}} = 0,39 \quad (3.90)$$

$$I_{m\text{máx}} = (1 - 2 \cdot 0,319)3,6 = 1,3\text{A} \quad (3.91)$$

Com $\Delta I_m = 0,7A$, tem-se:

$$\Delta B = 0,12T \quad (3.92)$$

$$AeAw = \left(\frac{576 \cdot 10^4}{1 \cdot 0,4 \cdot 0,39 \cdot 420 \cdot 0,12 \cdot 10^5} \right)^{1,31} = 13,6 \text{ cm}^4 \quad (3.93)$$

Escolhe-se o núcleo Thornton E-55/21 [26], material IP-6, que, apesar de apresentar um produto de áreas menor que o calculado, se mostra adequado para este fim. Suas características são:

$$l_e = 120 \text{ mm}$$

$$AeAw = 8,85 \text{ cm}^4$$

$$Ae = 354 \text{ mm}^2$$

$$Aw = 354 \text{ mm}^2$$

$$Ve = 42500 \text{ mm}^3$$

$$l_t = 116 \text{ mm}$$

$$N_{pr} = \frac{160}{2 \cdot 354 \cdot 10^{-6} \cdot 0,12 \cdot 10^5} = 19 \text{ esp} \quad (3.94)$$

$$a = \frac{160 - 2 \cdot 0,4 \cdot 0,6 \cdot 3,6 \cdot 0,5}{1,1 \cdot (57,6 + 1)} = 2,5 \quad (3.95)$$

$$N_{sec} = \frac{19}{2,5} = 7,6 \approx 8 \text{ esp} \quad (3.96)$$

Desta forma, N_{pr} fica redefinido como sendo 20 espiras.

$$l_g = \frac{20 \cdot (1,7) \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 10^3}{0,28} - \frac{120}{3000} = 0,1 \text{ mm} \quad (3.97)$$

$$\Delta = 0,023 \text{ cm}$$

O fio a ser utilizado é de bitola 25AWG, cujo raio é 0,0225cm e $A_c = 0,001624 \text{ cm}^2$; assume-se que $I_{pr_{ef}} = I_s'$.

$$J_{30} = 250 \text{ A / cm}^2 \quad (3.98)$$

$$n_{pr} = \frac{3,6}{250 \cdot 0,001624} = 9 \quad (3.99)$$

Utiliza-se $n_{pr} = 10$.

As correntes eficazes nos secundários são dadas por:

$$I_{sec1_{ef}} = \sqrt{2}I_s \quad (\text{simplificadamente}) \quad (3.100)$$

$$I_{sec1_{ef}} = 7,07A \quad (3.101)$$

$$I_{sec2_{ef}} = \sqrt{1 - D_{(V_{entmáx})}} I_s \quad (3.102)$$

$$I_{sec2_{ef}} = 8,25A \quad (3.103)$$

$$n_{sec1} = 18 \quad (3.104)$$

$$n_{sec2} = 21 \quad (3.105)$$

Avaliação do aquecimento

As perdas no núcleo são dadas por (3.106) [1,21]. Utiliza-se V_e em cm^3 .

$$P_N = \Delta B^{2,4} (k_H f_c + k_E f_c^2) V_e \quad (3.106)$$

$$P_N = 8 \cdot (0,12)^{2,4} 42,5 = 2,1W \quad (3.107)$$

As perdas no cobre dos enrolamentos são obtidas da seguinte maneira:

$$P_{Cu_{pr}} = \frac{\rho}{A_c} \frac{N_{pr} l_t I_{prim_{ef}}^2}{n} \quad (3.108)$$

Para o fio 25AWG a $100^\circ C$, tem-se:

$$\frac{\rho}{A_c} = 0,001419 \Omega / cm$$

$$P_{Cu_{pr}} = 0,427W \quad (3.109)$$

$$P_{Cu_{sec1}} = 0,366W$$

$$P_{Cu_{sec2}} = 0,427W \quad (3.110)$$

Sendo:

$$R_T = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} \quad (3.111)$$

$$\Delta T = R_T (P_N + P_{Cu}) \quad (3.112)$$

$$\Delta T = 34,1^\circ C \quad (3.113)$$

Uma elevação de temperatura desta ordem de grandeza é aceitável no ponto quente do transformador. Com este projeto, a relação de transformação passou a ser:

$$a = \frac{20}{8} = 2,5 \quad (3.114)$$

Então a corrente de carga refletida ao primário é $I_s' = 10/2,5 = 4A$.

3.4.2 - Dimensionamento dos interruptores e dissipadores

MOSFETs

$$I_{S1_{ef}} = 3,28A \quad (3.115)$$

$$P_{PS1} = 0,5 \cdot 3,28^2 = 5,38W \quad (3.116)$$

$$I_{S2_{ef}} = 2,87A \quad (3.117)$$

$$P_{PS2} = 4,12W \quad (3.118)$$

Os dois MOSFETs são montados no mesmo dissipador. Portanto, o cálculo deve ser feito de modo a garantir a evacuação do calor do transistor que dissipa mais potência. Os APT 5025 suportam até 150°C na junção. Admitindo-se 100°C na junção e 40°C como temperatura ambiente, a variação total é de 60°C. Sendo $R_{\theta CD} = 0,2^\circ C / W$, tem-se:

$$60 = 5,38(0,4 + 0,2) + (5,38 + 4,12)R_{\theta DA} \quad (3.119)$$

$$R_{\theta DA} = 5,98^\circ C / W \quad (3.120)$$

Diodos retificadores

$$I_{Dr1_{méd}} = 4A \quad (3.121)$$

$$I_{Dr2_{méd}} = 6,81A \quad (3.122)$$

$$I_{Dr1_{ef}} = 6,32A \quad (3.123)$$

$$I_{Dr2_{ef}} = 8,25A \quad (3.124)$$

$$V_{Dr1_{rev}} = \frac{2 \cdot 0,5 \cdot V_{ent_{máx}}}{2,5} \quad (3.125)$$

$$V_{Dr1_{rev}} = 168V \quad (3.126)$$

$$V_{Dr2_{rev}} = \frac{2(1-0)V_{ent_{máx}}}{2,5} \quad (3.127)$$

$$V_{Dr2rev} = 336V \quad (3.128)$$

Foram escolhidos os diodos APT 15D60. São diodos do tipo FRED ("Fast Recovery Epitaxial Diode"). Suportam tensões reversas de até 600V e corrente média direta de 15A. Devido à indisponibilidade de dados, tomaram-se como válidas características semelhantes ao APT 30D60 [27]:

$$V_F = 1,5V$$

$$T_J = -55 \longleftrightarrow 150^\circ C$$

$$C_{Dr} = 40pF$$

$$R_{\theta JC} = 0,9^\circ C / W$$

Os dois diodos são montados no mesmo dissipador, tendo-se de garantir que a temperatura na junção do diodo mais penalizado não ultrapasse o limite de operação. Admitindo-se $T_J = 100^\circ C$ e $T_{amb} = 40^\circ C$, têm-se:

$$P_{PD1} = 6W \quad (3.129)$$

$$P_{PD2} = 10,2W \quad (3.130)$$

Assim:

$$60 = 10,2 \cdot (0,9 + 0,2) + (10,2 + 6)R_{\theta DA} \quad (3.131)$$

$$R_{\theta DA} = 3,0^\circ C / W \quad (3.132)$$

3.4.3 - Capacitores de armazenamento de energia

Na fig.3.10 mostra-se o gráfico do capacitor de armazenamento equivalente em função da variação de tensão. Para ΔV_c em torno de 17V, tem-se $C_{eq} = 0,9\mu F$. Então:

$$C_2 = 0,352 \cdot 0,9\mu F \approx 0,33\mu F / 400V \quad (3.133)$$

$$C_1 = 0,56\mu F / 400V \quad (3.134)$$

Os valores encontrados são comerciais [20], podendo ser empregados.

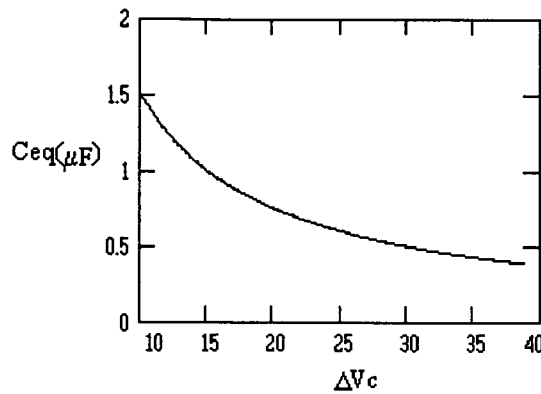


Fig.3.10 - Capacitor de armazenamento equivalente em função da oscilação da tensão.

3.4.4 - Indutor série externo

Após a montagem do transformador, mede-se sua indutância de dispersão. Verifica-se que o valor externo necessário é de $6,5\mu H$. Assim:

$$AeAw = \left(\frac{6,5 \cdot 10^{-6} \cdot (1 - 0,319) \cdot 4^2 \cdot 10^4}{210 \cdot 0,7 \cdot 0,12} \right)^{1,31} = 0,015 \quad (3.135)$$

Adota-se o núcleo Thornton E-30/7, material IP-10, que apresenta as seguintes características:

$$l_e = 67mm$$

$$AeAw = 0,48 \text{ cm}^4$$

$$Ae = 60mm^2$$

$$Aw = 80mm^2$$

$$Ve = 4000mm^3$$

$$l_t = 56mm$$

$$N_{L_{ext}} = \frac{6,5 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot (1 - 0,319) \cdot 4 \cdot 10^4}{0,12 \cdot 0,6} = 5esp \quad (3.136)$$

O enrolamento é o mesmo que o do primário do transformador: $n_{L_{ext}} = 10$, fio 25 AWG.

$$l_g = \frac{\mu_o \mu_r 5^2 0,6}{10 \cdot 6,5 \cdot 10^{-6}} = 0,3mm \quad (3.137)$$

Avaliação do aquecimento

$$P_N = 0,24^{2,4} \cdot 8 \cdot 4 = 1,04W \quad (3.138)$$

$$P_{Cu} = 0,05W \quad (3.139)$$

$$\Delta T = 1,09 \cdot 23 \cdot (0,48)^{-0,37} = 32,9^\circ C \quad (3.140)$$

Este valor de ΔT se mostra adequado.

3.4.5 - Filtro de saída

Indutor de filtragem

Permite-se uma ondulação de corrente no filtro equivalente a 10% da corrente nominal de carga, ou seja, 1A. Com isto, a descontinuidade somente pode se fazer presente para cargas inferiores a 5% da nominal.

$$L_f = \frac{0,096 \cdot 420}{1 \cdot 10^5 \cdot 2,5} = 161\mu H \quad (3.141)$$

$$AeAw = 2,39cm^4 \quad (3.142)$$

Escolhe-se o núcleo Thornton E-42/15, material IP-6, que possui as seguintes características:

$$l_e = 97mm$$

$$AeAw = 2,84 cm^4$$

$$Ae = 181mm^2$$

$$Aw = 157mm^2$$

$$Ve = 17600mm^3$$

$$l_t = 87mm$$

$$N_{L_f} = 33esp \quad (3.143)$$

$$l_g = 1,5mm \quad (3.144)$$

$$J_{30} = 327A / cm^2 \quad (3.145)$$

Sendo $I_s = 10A$ e utilizando-se um condutor de bitola 19 AWG, com $A_c = 0,006527cm^2$, tem-se:

$$n_{L_f} = 5 \quad (3.146)$$

Avaliação do aquecimento

Devido à pequena magnitude da ondulação da corrente em relação à corrente nominal total, a excursão do fluxo no indutor é pequena. A variação da densidade de fluxo pode ser conhecida através da relação abaixo.

$$\Delta B_{\text{máx}} = \frac{\Delta I_{L_{f\text{máx}}}}{I_{L_{f\text{máx}}}} B_{\text{máx}} \quad (3.147)$$

$$\Delta B_{\text{máx}} = \frac{1}{10,5} 0,28 = 0,027 \text{ T} \quad (3.148)$$

A perda de potência no núcleo pode então ser determinada.

$$P_N = (0,027)^{2,4} \cdot 8 \cdot 17,6 = 0,024 \text{ W} \quad (3.149)$$

Com o condutor escolhido, tem-se:

$$\left(\frac{\rho}{A_c} \right)_{100^\circ \text{C}} = 0,000353 \Omega / \text{cm}$$

A perda no enrolamento fica definida por (3.150).

$$P_{\text{Cu}} = \frac{0,000353 \cdot 33 \cdot 8,7 \cdot (10^2 + 0,5^2)}{5} = 2,03 \text{ W} \quad (3.150)$$

$$\Delta T = 2,054 \cdot 23 \cdot (2,84)^{-0,37} = 32,1^\circ \text{ C} \quad (3.151)$$

Capacitores de filtragem

$$C_f = \frac{1}{8 \cdot 10^5 \cdot 0,2} = 6,25 \mu\text{F} \quad (3.152)$$

$$R_{\text{se}} = \frac{0,2}{1} = 0,2 \Omega \quad (3.153)$$

São necessários dois capacitores ICOTRON HFC de 220 μF , 63V, $R_{\text{se}} = 0,38 \Omega$ [18]. A potência dissipada na resistência série equivalente do capacitor é avaliada na equação (3.154).

$$P_{R_{\text{se}}} = \frac{0,38}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right)^2 = 63 \text{ mW} \quad (3.154)$$

3.4.6 - Pólo ressonante

Indutor auxiliar de comutação

Adota-se para o indutor o valor de $135\mu\text{H}$. Então:

$$AeAw = \left(\frac{135 \cdot 10^{-6} \cdot (3,24)^2 10^4}{65\sqrt{3}K} \right)^{1,58} (8)^{0,660} = 0,26\text{cm}^4 \quad (3.155)$$

Escolhe-se o núcleo Thornton E-30/14, material IP-10, o qual apresenta as seguintes características:

$$l_e = 67\text{mm}$$

$$AeAw = 1,02\text{ cm}^4$$

$$Ae = 120\text{mm}^2$$

$$Aw = 85\text{mm}^2$$

$$Ve = 8000\text{mm}^3$$

$$l_t = 67\text{mm}$$

Sabe-se de (3.89) que $I_{L_{\text{máx}}} = 3,248\text{A}$. Adotando-se $\Delta B_{\text{máx}} = 0,18\text{T}$, tem-se:

$$N_{L_a} = \frac{135 \cdot 10^{-6} \cdot 6,5 \cdot 10^4}{0,18 \cdot 1,2} = 40\text{esp} \quad (3.156)$$

Utiliza-se o fio 25 AWG.

$$l_g = 0,9\text{mm}$$

$$J_{15} = 297(AeAw)^{-0,240} \quad (3.157)$$

$$J_{15} = 296\text{A} / \text{cm}^2 \quad (3.158)$$

$$n = \frac{1,87}{A_c \cdot 296} = 4 \quad (3.159)$$

Avaliação do aquecimento

$$P_N = (0,18)^{2,4} \cdot 8 \cdot 8 = 1,04\text{W} \quad (3.160)$$

$$P_{Cu} = \frac{0,001419 \cdot 6,7 \cdot 40 (3,248)^2}{4 \cdot 3} = 0,33\text{W} \quad (3.161)$$

$$\Delta T = (1,04 + 0,33) \cdot 23 \cdot 8^{-0,37} = 14,6^\circ \text{C} \quad (3.162)$$

Capacitores do circuito auxiliar

Mostra-se, na fig.3.11, a relação entre o capacitor do circuito auxiliar e a ondulação de tensão de pico a pico. Permitindo-se uma oscilação de 17V, o valor de cada capacitor do circuito auxiliar é 0,22 μ F / 400V.

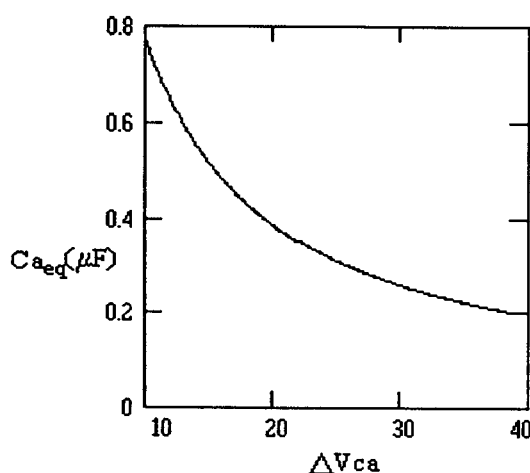


Fig.3.11 Capacitância do pólo ressonante em função de ΔV_{Ca} .

3.4.7 - Circuito de grampeamento

O circuito de grampeamento é sempre projetado para a pior situação de operação de cada diodo, sob o aspecto da tensão reversa a ser suportada.

D_{r1}

A tensão reversa sobre D_{r1} é 168V. O grampeamento é feito com 200V.

$$\lambda = \frac{200 - 168}{168} = 0,19 \quad (3.163)$$

$$P_{gr1} = \frac{1}{2} 80 \cdot 10^{-12} \cdot (168)^2 \cdot 10^5 \cdot 6,02 = 0,68 \text{W} \quad (3.164)$$

$$R_{gr1} = \frac{200^2}{0,68} = 58 \text{k}\Omega \quad (3.165)$$

Utiliza-se 47kΩ/1W.

$$C_{gr1} = \frac{10}{10^5 \cdot 47 \cdot 10^3} = 2,13\text{nF} \quad (3.166)$$

Os capacitores de polipropileno com esta faixa de capacitância somente existem no mercado para tensão nominal de 1,6kV [19]. Utilizou-se, devido à disponibilidade, 4100pF/1,6kV TACF.

O diodo utilizado é o MUR140 (ultra-rápido).

D_{r2}

A tensão reversa sobre este componente pode chegar a 336V. Grampeia-se a tensão em 370V.

$$\lambda = \frac{370 - 336}{336} = 0,101 \quad (3.167)$$

$$P_{gr2} = \frac{1}{2} 80 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5 \cdot (336)^2 \cdot 10,77 = 4,86\text{W} \quad (3.168)$$

$$R_{gr2} = \frac{336^2}{4,86} = 28\text{k}\Omega \quad (3.169)$$

Adotam-se dois resistores paralelos de 68kΩ/2W.

$$C_{gr2} = \frac{10}{10^5 \cdot 33 \cdot 10^3} = 3\text{nF} \quad (3.170)$$

Utilizam-se um capacitor TACF de 5,1nF/1,6kV e um diodo MUR 140.

3.4.8 - Rendimento teórico

O rendimento teórico da estrutura operando na condição nominal pode ser calculado a partir de (3.171).

$$\eta = \frac{P_s}{P_{ent}} = \frac{P_s}{P_s + P_{perdas}} \quad (3.171)$$

As perdas são então calculadas por partes:

$$P_{S_{tot}} = 0,5 * (3,92)^2 = 7,68\text{W} \quad (3.172)$$

$$P_{Dr} = 1,5 * 10 = 15W \quad (3.173)$$

Ao projetar-se uma estrutura, tomam-se as piores condições de operação dos elementos como parâmetro no dimensionamento. Por este motivo, as perdas utilizadas no projeto nem sempre coincidem com aquelas verificadas na operação normal sob condições nominais. As perdas mais significativas, no entanto, ocorrem nos dissipadores, tendo sido calculadas em (3.172) e (3.173). As demais contribuições à perda total podem ser obtidas, por comodidade, a partir do projeto.

$$P_{Tr} = 3,32W \quad (3.174)$$

$$P_{Lr} = 1,09W \quad (3.175)$$

$$P_{Lf} = 2,05W \quad (3.176)$$

$$P_{La} = 1,37W \quad (3.177)$$

$$P_{gr1} = 0,68W \quad (3.178)$$

$$P_{gr2} = 4,86W \quad (3.179)$$

Logo:

$$P_{perdas} = 36,05W \quad (3.180)$$

$$\eta = \frac{576}{576 + 36,1} = 0,941 = 94,1\% \quad (3.181)$$

Este valor de rendimento é considerado muito bom para uma estrutura em meia-ponte

3.5 - SIMULAÇÃO NUMÉRICA DA ESTRUTURA PROJETADA

Simula-se a estrutura projetada via SCVOLT. Considera-se uma relação de transformação de 2,6, com indutância de dispersão primária incorporando o indutor série, num valor de $13,2\mu H^*$. A indutância de dispersão do secundário 1 é tomada como $8,75/(2,6)^2 = 1,29\mu H$ e do secundário 2, $1,45/(2,6)^2 = 0,21\mu H$. Adotam-se os seguintes valores para as resistências dos interruptores:

- Tiristores duais: condução: $0,5\Omega$; bloqueio: $0,1M\Omega$;

* Os valores utilizados foram obtidos por medição do transformador real.

- Retificadores: condução: $0,15\Omega$; bloqueio: $10k\Omega$.

As formas de onda resultantes para a condição nominal são apresentadas na fig.3.12. Observa-se que as variações das grandezas se mantiveram dentro dos limites de projeto. A forma de onda de V_{fs} (fig.3.12e) mostra claramente que somente durante o intervalo DT a tensão sobre o filtro de saída é maior que a tensão de saída, o que tem visível repercussão nas formas da corrente no indutor de filtragem (fig.3.12f) e da tensão de saída (fig.3.12e).

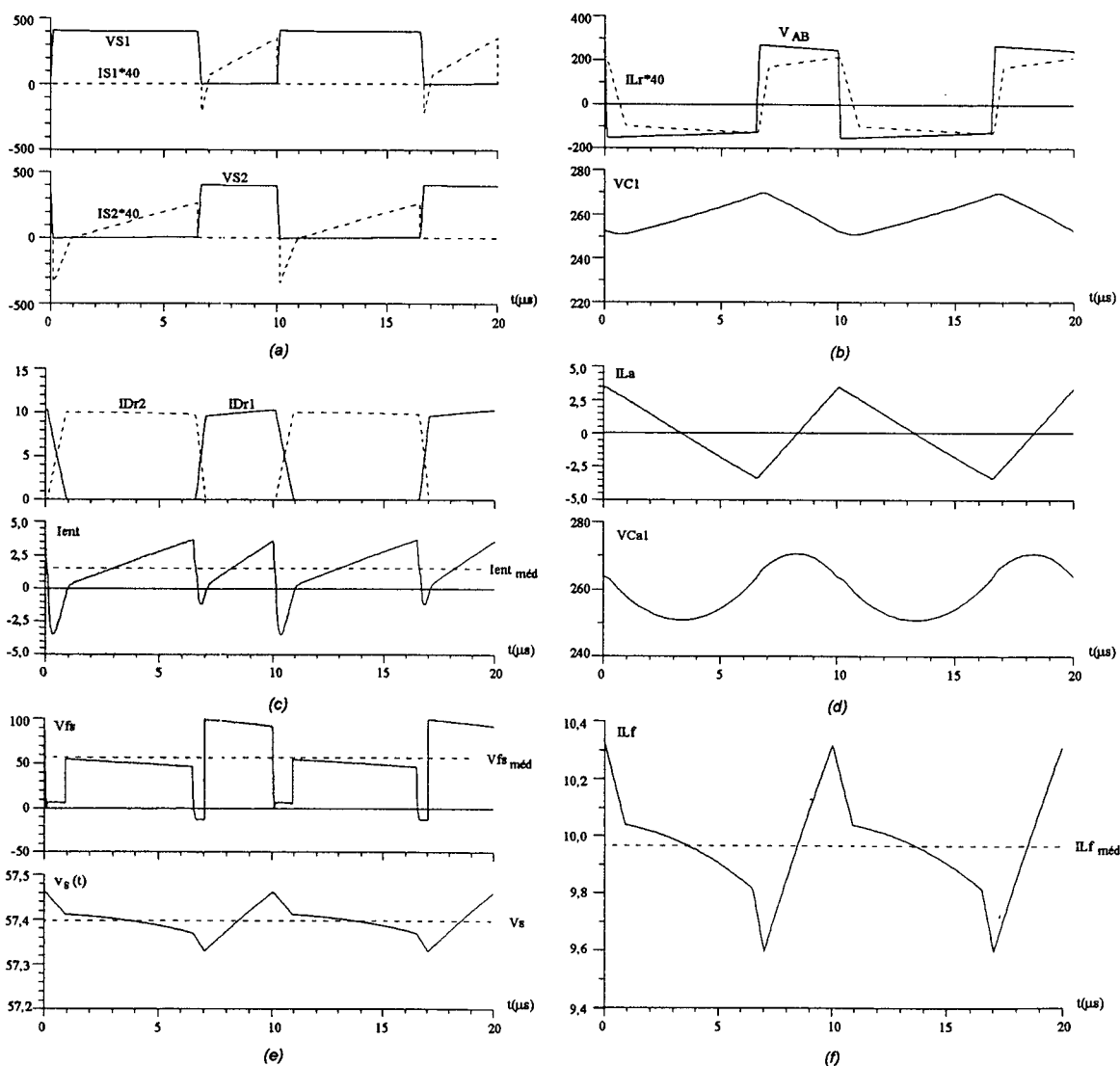


Fig.3.12 - Resultados de simulação para a estrutura projetada.

a) Tensão e corrente dos interruptores principais; b) Tensão V_{AB} e corrente I_{Lr} ; tensão sobre o capacitor C_1 ; c) Correntes através dos diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} ; Corrente de entrada com indicação de seu valor médio; d) Corrente através de L_a ; tensão sobre C_{a1} ; e) Tensão aplicada sobre o filtro de saída; tensão de saída, ambos com indicação dos valores médios; f) Corrente do filtro de saída e seu valor médio.

Esta simulação acusa um rendimento de 95,1% para o conversor projetado, não levando em consideração as perdas nos elementos magnéticos nem nos grampeadores.

3.6 - CONCLUSÃO

O presente capítulo destinou-se ao projeto do conversor CC-CC meia-ponte assimétrico. Propôs-se uma metodologia de projeto, contemplando a determinação dos diversos elementos que compõem o sistema, com base no estudo teórico realizado no capítulo 1 e ratificado via simulação numérica no capítulo 2. Observou-se que se a variação da tensão de entrada for muito grande, há circulação de correntes médias elevadas na indutância magnetizante do transformador, dificultando seu projeto. O conversor, portanto, se adequa melhor a tensões de entrada com pouca variação.

Verificou-se que cada relação de transformação possível ao sistema traz em seu bojo um conjunto de condições que podem ser comparadas pelo projetista. De especial interesse é a faixa de relações de transformação que possibilita a operação com menor corrente eficaz no primário, minorando o impacto da inclusão do pólo ressonante nas perdas totais da estrutura.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 - INTRODUÇÃO

Apresentam-se neste capítulo os resultados obtidos a partir de um protótipo de 576W-10A, montado no Laboratório de Pesquisa em Eletrônica de Potência - INEP/UFSC, conforme o projeto realizado no capítulo 3.

4.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR CC-CC MEIA-PONTE ASSIMÉTRICO

O esquema de potência do conversor CC-CC meia-ponte assimétrico é mostrado na fig.4.1. Os interruptores são comandados pelo circuito apresentado e discutido no apêndice C.

As comutações do sistema impõem variações de corrente nos condutores que o ligam à fonte de alimentação. Devido à ação das indutâncias parasitas destes condutores, surgem oscilações de tensão sobre os transistores, as quais são atenuadas pela colocação da capacitância C_e , constituída pela associação em série de dois capacitores de 330 μ F/200V (série RTT) [47].

Os entreferros do transformador, do indutor externo e do indutor do filtro de saída foram ajustados com o auxílio de um conversor do tipo "Buck", o qual, por meio da injeção de correntes médias elevadas, permite a mensuração destes elementos magnéticos em condições próximas às de operação. Já o entreferro do indutor auxiliar foi ajustado diretamente no conversor assimétrico. Os parâmetros dos diversos elementos, obtidos após o ajuste dos comprimentos dos entreferros, estão relacionados nas tabelas 4.1 e 4.2. Para comparação, são também apresentados os resultados das medidas obtidas através de uma ponte HP 4262A. As definições das indutâncias L_A , L_B , L_C e L_D , bem como uma discussão sobre o método de medição, se encontram no apêndice A, seção A.2.

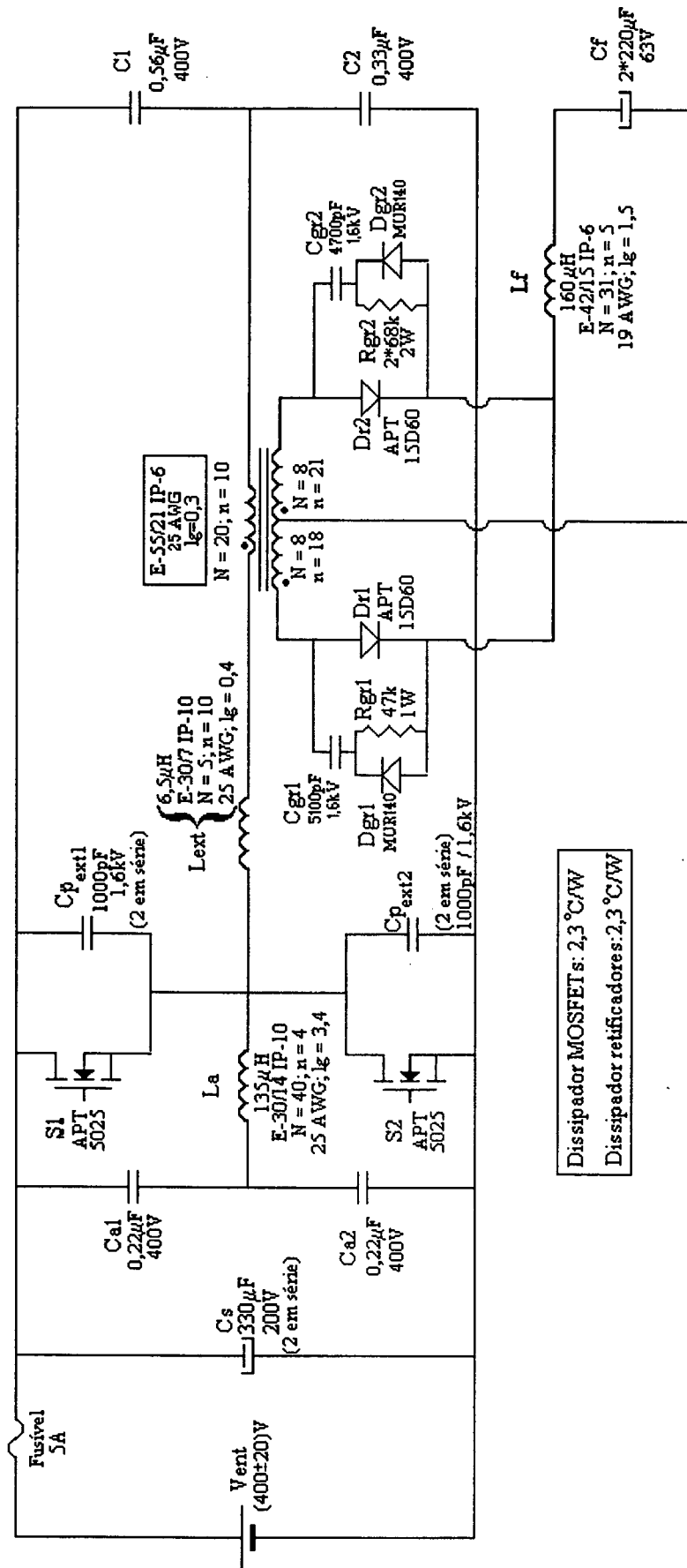


Fig. 4.1 - Circuito de potência do protótipo implementado.

TRANSFORMADOR	
$l_g = 0,3\text{mm}$	
Magnetizante - primário	
$I_{\text{méd}}$	L_m
0,3	792 ± 11
1,0	794 ± 13
1,8	708 ± 13
Magnetizante - secundário 1	
$I_{\text{méd}}$	L_m''
6,0	$98,7 \pm 1,3$
Magnetizante - secundário 2	
$I_{\text{méd}}$	L_m''
5,6	$102,6 \pm 1,4$
Medições de L_A , L_B , L_C e L_D	
$I_{\text{méd}} = 3,5\text{A}$	
L_A	$9,1 \pm 0,1$
L_B	$15,3 \pm 0,4$
L_C	$8,0 \pm 0,2$
L_D	$7,5 \pm 0,2$
Medição de L_r (μH)	
com L_{ext} , $l_g = 0,4\text{mm}$	
$I_{\text{méd}}$ (A)	L_m (μH)
0,4	$16,3 \pm 0,2$
1,3	$16,4 \pm 0,6$
2,9	$16,6 \pm 0,04$
4,6	$16,1 \pm 0,1$
Medições na ponte - Frequência: 10kHz	
L_m	774
$L_m''(S_1)$	123,2
$L_m''(S_2)$	123,3
L_r	16,63

Tabela 4.1 - Valores das medições das indutâncias referentes ao transformador / indutor série externo. As correntes médias são dadas em Ampères e as indutâncias em microhenries.

Indutor de filtragem	
$l_g = 1,5\text{mm}$	
$I_{\text{méd}}$ (A)	L_f (μH)
2,6	$164,1 \pm 0,7$
4,7	$163,3 \pm 3,2$
8,6	$158,5 \pm 3,7$
Indutor auxiliar	
$l_g = 3,4\text{mm}$	
Ponte	135,7
Conv. Assimétrico	141 ± 5

Tabela 4.2 - Valores medidos para L_f e L_a .

4.2.1 - Formas de onda

Consegue-se a condição nominal do conversor ($V_{ent} = 400V$; $V_s = 57,6V$; $I_s = 10A$) com razão cíclica 0,28. Nesta situação, o indutor auxiliar, por estar sujeito a um regime de intensas variações de fluxo magnético, apresenta um aquecimento elevado, direcionando seu projeto para núcleos maiores e com menores entreferros. Com o auxílio do osciloscópio Tektronix TDS 520 são feitas aquisições das formas de onda da estrutura.

Em primeiro lugar são mostradas as formas de onda dos interruptores principais: S_1 e S_2 , respectivamente figs. 4.2a e 4.2b. Chama a atenção a ocorrência de comutações suaves nos dois dispositivos. Observa-se que a tensão máxima sobre estes interruptores está limitada à tensão de entrada. S_1 conduz uma corrente maior, mas a forma da corrente do diodo intrínseco de S_2 denota maior devolução de energia à fonte.

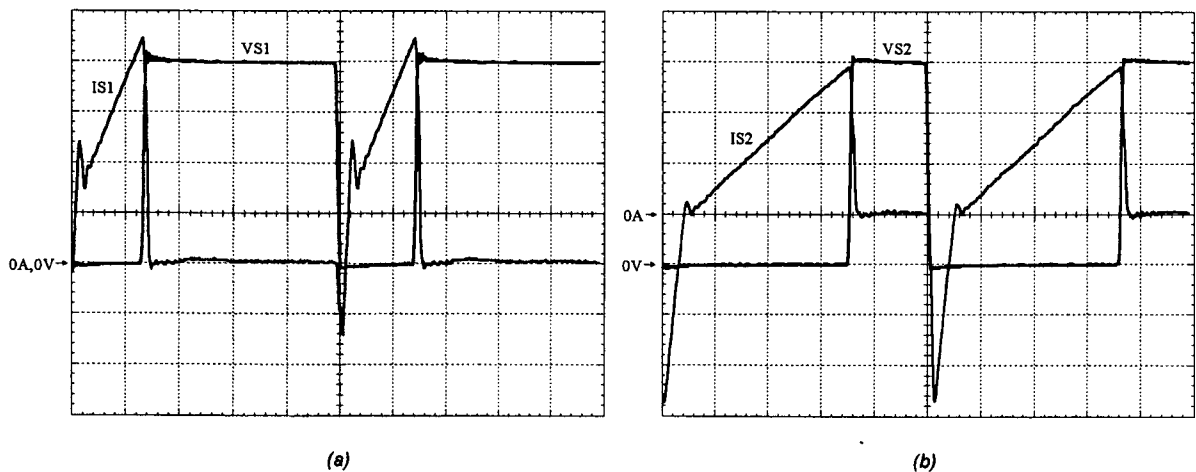


Fig.4.2 - Tensão e corrente dos interruptores: a) S_1 ; b) S_2 . Escalas: 100V/div, 2A/div, 2 μ s/div.

Na fig.4.3a são mostrados V_{AB} e I_{Lr} . Observa-se a desigualdade das tensões aplicadas em cada intervalo e a forma assimétrica de i_{Lr} . A forma triangular assimétrica de I_{La} pode ser vista na fig.4.3b, juntamente com a tensão sobre o indutor auxiliar.

A tensão sobre o capacitor C_2 é ilustrada na fig.4.4a e sua ondulação na fig.4.4b. Salienta-se que o valor médio desta tensão, 116V, está de acordo com o previsto teoricamente para a razão cíclica em questão (112V). A ondulação, no valor de 19,5V, está bastante próxima

do valor projetado. De forma semelhante, a tensão sobre C_{a2} se encontra representada na fig.4.5a e em detalhe de sua ondulação na fig.4.5b. O valor médio desta tensão se mostrou praticamente igual ao valor médio de C_{a2} , com uma ondulação de 19V.

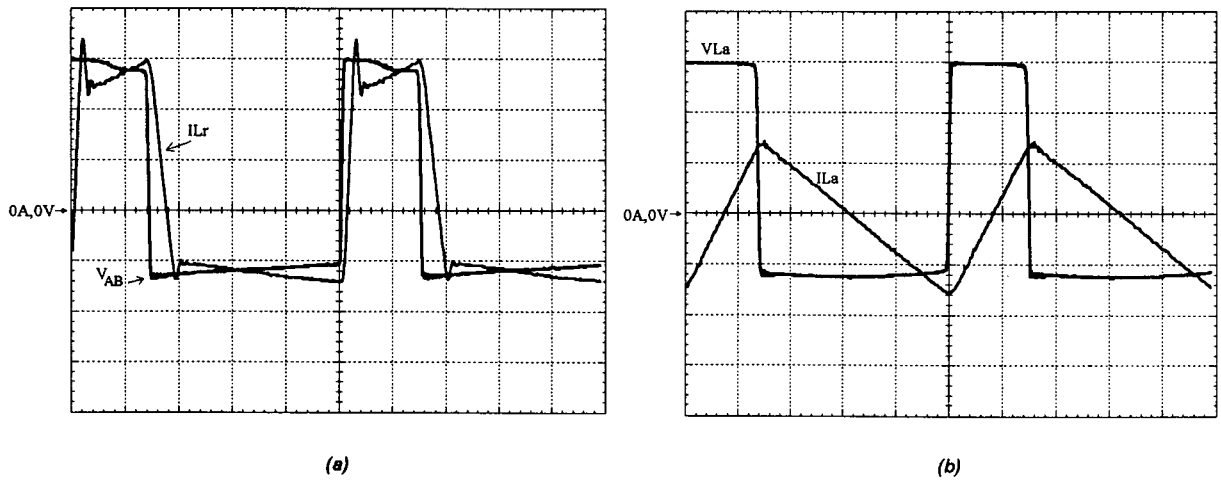


Fig.4.3 - a) Tensão entre os pontos A e B e corrente através do indutor ressonante.

b) Tensão e corrente do indutor auxiliar de comutação.

Escalas: 100V/div, 2A/div, 2 μ s/div.

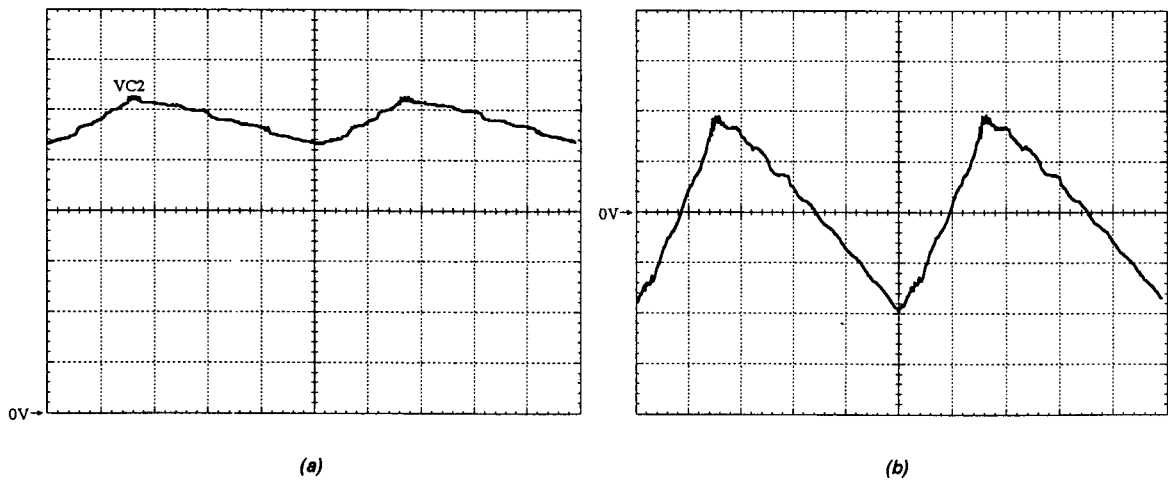
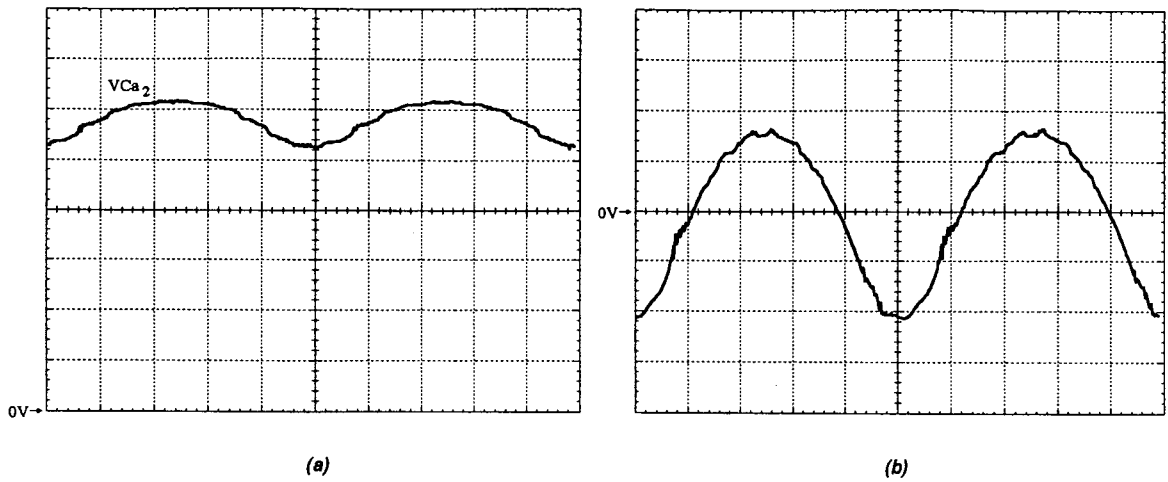


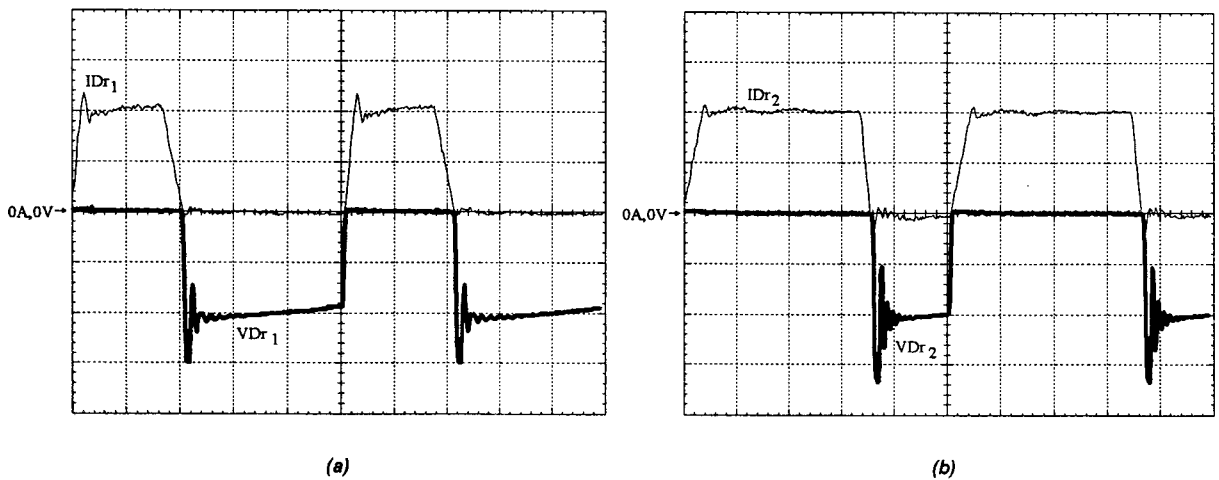
Fig.4.4 - a) Tensão sobre o capacitor C_2 . Escalas: 20V/div, 2 μ s/div.

b) Ondulação da tensão sobre o capacitor C_2 . Escalas: 5V/div, 2 μ s/div.

As grandezas referentes aos diodos retificadores do secundário se encontram nas figs.4.6a (D_{r1}) e 4.6b (D_{r2}). Percebe-se claramente a maior exigência sobre D_{r2} , com maior tempo de condução da corrente de carga e maior tensão reversa. A ação do grampeamento também pode ser vista nestas figuras.



**Fig.4.5 - a) Tensão sobre o capacitor C_{a2} . Escalas: 20V/div, 2μs/div.
b) Ondulação da tensão sobre o capacitor C_{a2} . Escalas: 5V/div, 2μs/div.**

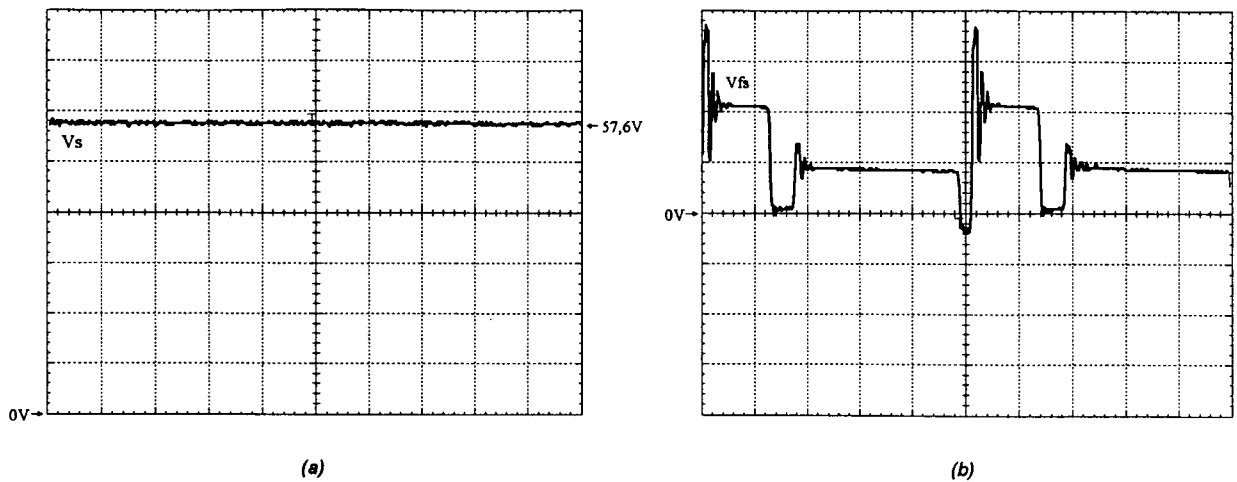


**Fig.4.6 - Diodos retificadores do secundário: tensão e corrente.
a) D_{r1} Escalas: 50V/div, 5A/div, 2μs/div.;
b) D_{r2} Escalas: 100V/div, 5A/div, 2μs/div.**

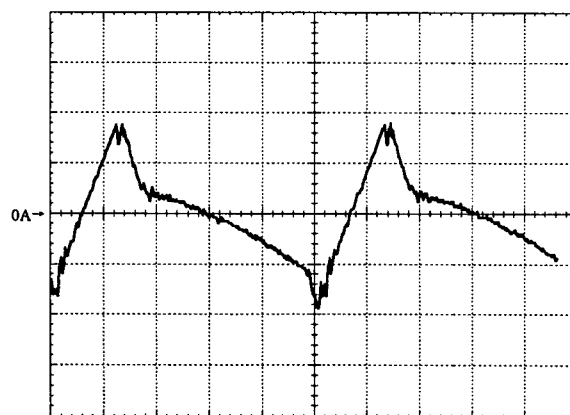
A tensão de saída pode ser observada na fig.4.7a. Já na fig.4.7b apresenta-se a tensão aplicada sobre o filtro de saída. Salientam-se os intervalos de curto-circuito, referentes à condução simultânea dos retificadores, nos quais são perceptíveis as pequenas tensões aplicadas sobre o filtro, devidas à desigualdade da distribuição da dispersão entre os secundários*.

A ondulação da corrente do filtro de saída é mostrada na fig.4.8. Ela se mantém dentro dos níveis assumidos no projeto, com um valor de 0,74A de pico a pico.

* Ver apêndice A, seção A.2.



**Fig.4.7 - a) Tensão de saída do conversor. Escalas: 10V/div, 2μs/div.
b) Tensão aplicada sobre o filtro de saída. Escalas: 50V/div, 2μs/div.**

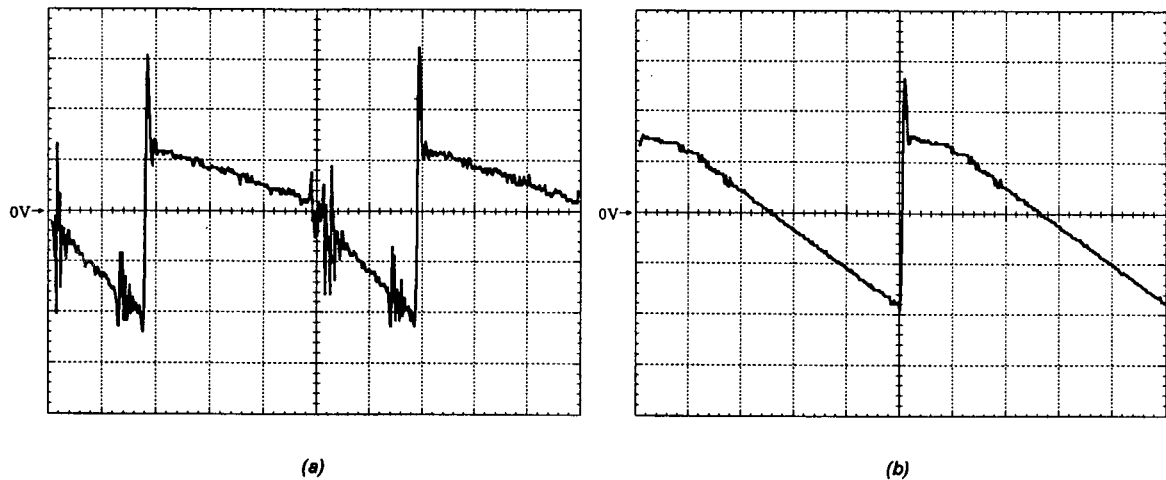


**Fig.4.8 - Ondulação da corrente através do filtro de saída.
Escalas: 0,2A/div, 2μs/div.**

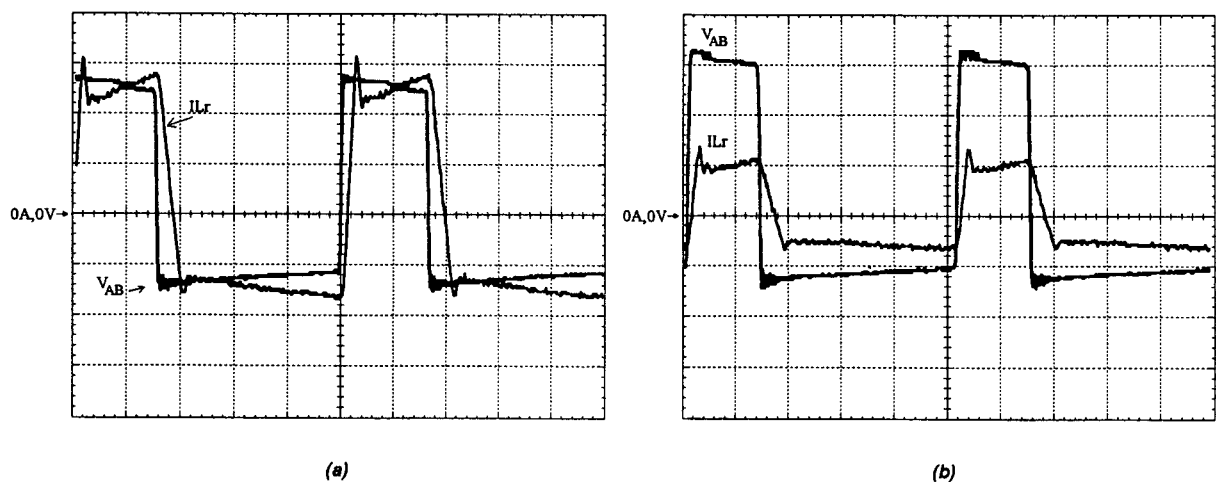
As ondulações das tensões dos capacitores de grampeamento de D_{r1} e D_{r2} são visualizadas nas figs.4.9a e 4.9b, respectivamente. O nível de grampeamento da tensão sobre D_{r1} fica em 147V; sobre D_{r2} chega a 327V. Tendo-se em mente ainda que na aquisição a escala desta tensão é cinco vezes maior que a daquela, tem-se um exemplo contundente da assimetria de condições imposta aos retificadores, já demonstrada na fig.4.6.

A condição nominal de carga com tensão de entrada mínima (380V) é ilustrada na fig.4.10a. A razão cíclica nesta situação é 0,31. Com tensão de entrada máxima (420V), tem-se $D = 0,25$ (fig.4.10b). Elegem-se as aquisições das formas de V_{AB} e I_{Lr} em cada caso, por sumariarem toda a operação do conversor. A adaptação natural da tensão e da corrente com

diferentes razões cíclicas fica clara comparando-se as ondas mostradas com a aquisição para $D = 0,4$, $V_{ent} = 320V$, $V_s = 57,6V$, $I_s = 6$, exibida na fig.4.11.



**Fig.4.9 - a) Ondulação da tensão sobre o capacitor de grameamento C_{gr1} .
Nível de grameamento: 147V. Escalas: 1V/div, 2 μ s/div.
b) Ondulação da tensão sobre o capacitor de grameamento C_{gr2} .
Nível de grameamento: 327V. Escalas: 5V/div, 2 μ s/div.**



**Fig.4.10 - Tensão V_{AB} e corrente I_{Lr} para carga nominal nas condições:
a) $V_{entmín} = 380V$, $D = 0,31$; escalas: 100V/div, 2A/div, 2 μ s/div e
b) $V_{entmáx} = 420V$, $D = 0,25$; escalas: 100V/div, 5A/div, 2 μ s/div.**

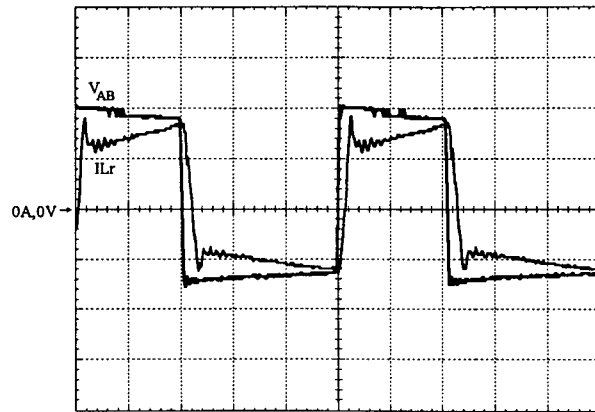


Fig.4.11 - Tensão entre os pontos A e B e corrente através do indutor ressonante na condição $V_{ent} = 320V$, $V_S = 57,6V$, $I_S = 6A$, $D = 0,4$.
Escala: 100V/div, 2A/div, 2 μ s/div.

4.2.2 - Característica de saída

A característica de saída experimental é traçada fazendo-se o conversor operar à razão cíclica constante e tensão de entrada nominal, variando-se a carga. Os resultados assim conseguidos são apresentados na fig.4.12. Observa-se uma boa proporcionalidade entre a queda de tensão ΔV e a corrente demandada pela carga, originando curvas semelhantes às previstas teoricamente.

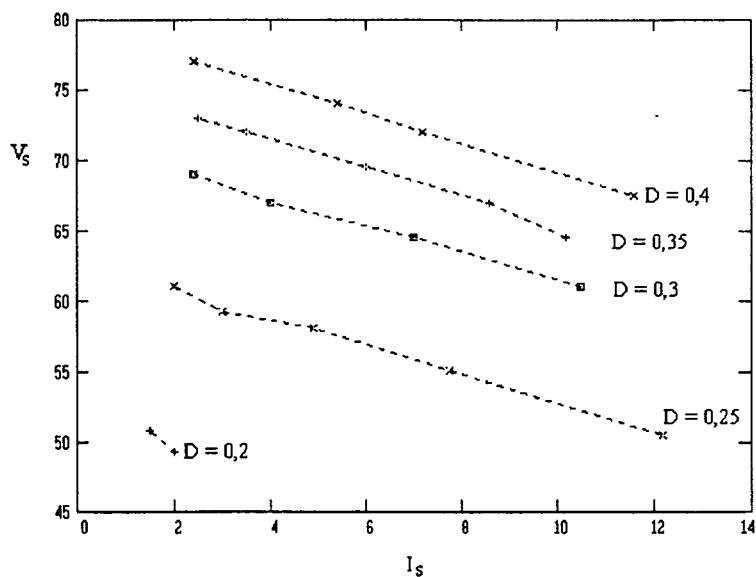


Fig.4.12 - Característica de saída experimental do conversor meia-ponte assimétrico.

4.2.3 - Curva de rendimento

A curva de rendimento, mostrada na fig.4.13, é obtida a partir da razão entre a potência de saída e a de entrada do sistema, mantendo-se a tensão de alimentação fixa em seu valor nominal. Uma vez que a operação é em malha aberta, a cada novo ponto de observação a razão cíclica deve ser ajustada para que a tensão de saída esteja também em seu valor nominal. O rendimento se mostra na faixa de 90% em uma boa região de potências de saída. O máximo valor observado é 90,9%, com $P_s = 480W$. Transfere-se à carga 88,8% da potência de entrada na condição nominal. Estes valores são considerados bons, levando-se em conta o fato de a estrutura ser em meia-ponte.

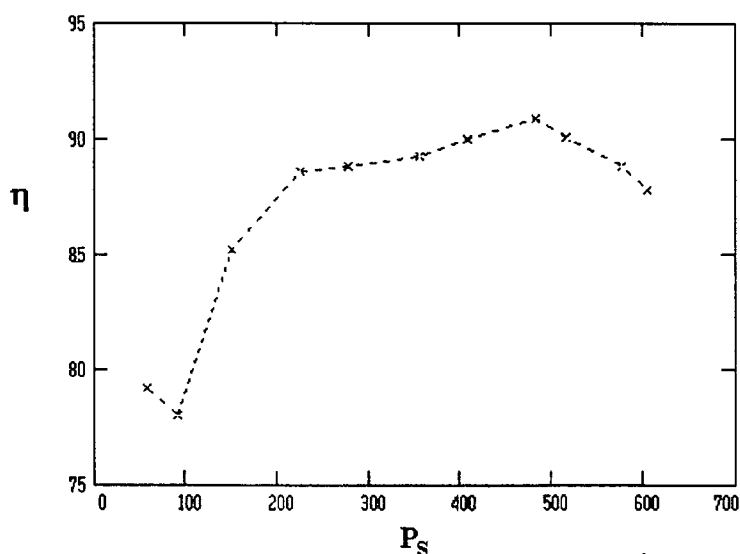


Fig.4.13 - Curva de rendimento do conversor.

4.3 - CONCLUSÃO

A partir do protótipo montado em laboratório alimentando a demanda nominal de carga, foram obtidas as formas de onda que caracterizam o funcionamento da estrutura. Estes resultados, bem como a característica de saída em malha aberta, validam o modelamento matemático, tendo demonstrado bastante concordância com os resultados das simulações.

O sistema promove uma adaptação natural de suas grandezas elétricas face às variações de razão cíclica, mantendo a comutação suave em uma ampla faixa de carga. O acionamento dos interruptores como tiristores duais confere robustez à estrutura, pela simples inibição dos comandos nas situações de maior perigo.

CONCLUSÃO GERAL

O conversor CC-CC meia-ponte assimétrico recebe este nome devido à assimetria das ordens de comando de seus interruptores principais, as quais são complementares em um período de funcionamento. A operação deste conversor apresenta alguns aspectos desfavoráveis, tais como a existência de corrente média na indutância magnetizante do transformador e a não-linearidade do ganho estático com a razão cíclica. Não obstante, esta topologia se mostra como uma grande alternativa para o processamento de energia, pois possibilita a obtenção de comutações suaves em uma estrutura simples, com apenas dois interruptores ativos, comandados a frequência fixa, e sem o uso da ressonância como mecanismo de transferência de potência. Isto concorre para a redução de peso e volume do conversor.

A ampliação da faixa de carga atendida com comutação suave é conseguida mediante o emprego de circuitos auxiliares. O conceito de tiristor dual pode então ser aplicado aos interruptores principais, dotando-se o conversor das características de robustez e confiabilidade a ele associadas, e simplificando-se o circuito de comando.

O estabelecimento de uma metodologia de projeto contemplando a minimização do impacto da inclusão do pólo ressonante nas perdas totais, o modelamento matemático de diversos aspectos operacionais da estrutura, com interesse tanto teórico como prático, e a comprovação experimental de seu funcionamento constituem as principais contribuições deste trabalho à proposta original.

Como sugestão para futuro aprofundamento citam-se a análise de outras topologias empregando a assimetria de comandos e o estudo direcionado ao fechamento da malha de controle do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] - BARBI, Ivo. *Projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis: LAMEP/UFSC, 1990. Publicação interna.
- [02] - _____. *Eletrônica de Potência II*. Florianópolis: LAMEP. Publicação interna.
- [03] - SCHWARZ, Francisc C. An improved method of resonant current pulse modulation for power converters. *IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.* IECI-23(2):133-141, May 1976.
- [04] - FREITAS VIEIRA, José Luiz de; BARBI, Ivo. Constant frequency PWM capacitor voltage-clamped series resonant power supply. *IEEE Trans. Power Electron.* New York, 8(2):120-126, Apr. 1993.
- [05] - MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo; CANALLI, Vicente Mariano. Analysis of a DC-DC series resonant converter with dual thyristor. In: SEMINÁRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 1, Florianópolis, 15-16 dez. 1988. *Anais...* SBA, 1988. p.20-26.
- [06] - ARAGÃO FILHO, Wilson C.P. de; BARBI, Ivo. Steady-state analysis and design of a DC-DC series resonant converter operated at resonant frequency. In: SEMINÁRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 1, Florianópolis, 15-16 dez. 1988. *Anais...* SBA, 1988. p.84-90.
- [07] - HAYES, J.G; MOHAN, N.; HENZE, C.P. Zero-voltage switching in a constant frequency digitally controlled resonant DC-DC power converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 3, New Orleans, 1-5 fev. 1988. *Anais...* IEEE Power Electron. Soc., 1988. p.360-367.
- [08] - SABATÉ, J.A. et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 5, Los Angeles, 11-16 mar. 1990. *Anais...* IEEE Power Electron. Soc., IAS, 1990. p.275-284.
- [09] - FREITAS VIEIRA, José Luiz de; BARBI, Ivo. High-power full-bridge zero-voltage-switching PWM off-line power supply with wide load range. In: CONGRESSO

- BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 1, Florianópolis, 1-5 dez. 1991. *Anais...* SOBRAEP, UFSC, 1991. p.14-20.
- [10] - PINHEIRO, José Renes; BARBI, Ivo. The three-level ZVS PWM converter - a new concept in high-voltage dc-to-dc conversion. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, AND INSTRUMENTATION (IECON), 18, San Diego, 9-13 nov. 1992. *Anais...* IEEE IES, SICE, 1992. p.173-178.
- [11] - IMBERTSON, Paul; MOHAN, Ned. Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuits with no conduction loss penalty. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meeting, 26, Dearborn, 28 set. - 4 out. 1991. *Anais...* IEEE IAS, 1991. v.1, p.1061-1066.
- [12] - PINHEIRO, José Renes. *Conversores CC-CC três níveis com comutação sob tensão nula*. Florianópolis: UFSC, 1994. Tese de doutoramento em Ciências - Engenharia Elétrica.
- [13] - BARBI, Ivo; MANTOVANELLI BARBOSA, Peter. Conversor meia-ponte, ZVS-PWM com comando assimétrico. Seminário de Eletrônica de Potência, 1994. *Anais...* Florianópolis: LAMEP/UFSC, 1994.
- [14] - CHURCHILL, Ruel V. *Fourier series and boundary value problems*. 2.ed. Tokyo: Kogakusha, 1963.
- [15] - MARTINS, Denizar Cruz. *Manual de utilização do programa SCVOLT*. Florianópolis: LAMEP/UFSC 1990. Publicação interna.
- [16] - HECTOR, J. *DSN - programa de desenho e tratamento de curvas - manual de utilização*. Florianópolis: LAMEP/UFSC, s.d. Trad. port. LAMEP/EEL/CTC/ UFSC.
- [17] - GAIDZINSKI, Paulo Roberto. *Unidade retificadora de alta performance, 1500W-25A, para telecomunicações*. Florianópolis: UFSC, 1993. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica.
- [18] - ICOTRON. *HCV - capacitores eletrolíticos de alumínio*. São Paulo, 1987. Catálogo técnico.
- [19] - _____. *TACF - capacitor de polipropileno*. São Paulo, 1984. Catálogo técnico.
- [20] - _____. *TMACF - capacitor de polipropileno*. São Paulo, 1984. Catálogo técnico.
- [21] - UNITRODE. *Power supply design seminar*. Lexington, 1986.

- [22] - KASSAKIAN, John G.; SCHLECHT, Martin F.; VERGHESE, George. *Principles of power electronics*. Reading (Mass.): Addison-Wesley, 1991.
- [23] - BARBI, Ivo. *Eletrônica de potência*. Florianópolis: Ed. UFSC, 1986. (Série Didática.)
- [24] - MWEENE, Loveday H.; WRIGHT, Chris A.; SCHLECHT, Martin F. A 1kW, 500kHz front-end converter for a distributed power supply system. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 4, Baltimore, 13-17 mar. 1989. *Anais...* IEEE Power Electron. Soc., 1989. p.423-432.
- [25] - ADVANCED POWER TECHNOLOGY (APT). *Power MOSFET IV[®] - Power MOSFET product line catalog*. Bend, 1989. Catálogo técnico.
- [26] - THORNTON INPEC ELETRÔNICA. *Catálogo de núcleos de ferrite*. s.n.t. Catálogo técnico.
- [27] - ADVANCED POWER TECHNOLOGY (APT). *Ultrafast soft recovery rectifier diode - APT30D60B, APT30D50B, APT30D40B*. Bend, s.d.
- [28] - MANTOVANELLI BARBOSA, Peter. *Uma nova fonte chaveada PWM-ZCS alimentada em corrente: análise, projeto e experimentação*. Florianópolis: UFSC, 1993. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica.
- [29] - ABREU, Gláucio Nascimento de. *Estudo e aplicação do conversor Zeta-GEPAE isolado com múltiplas saídas e modulação PWM para fontes chaveadas*. Florianópolis: UFSC, 1992. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica.
- [30] - BARBI, Ivo; GAIDZINSKI, Paulo Roberto; SOUZA, Alexandre Ferrari de. *Circuitos de "drive" com tiristor dual*. Florianópolis: UFSC/LAMEP, 1994. Relatório interno.
- [31] - NATIONAL SEMICONDUCTOR. *CMOS databook*. Santa Clara, 1978. Catálogo de dados.
- [32] - MILLMAN, Jacob; HALKIAS, Christos C. *Integrated electronics: analog and digital circuits and systems*. s.l.: McGraw-Hill, 1972. Trad. port. Elédio José Robalinho. *Eletrônica: dispositivos e circuitos*. 2.ed. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1981. 2v.

- [33] - BOYLESTAD, Robert; NASHELSKY, Louis. *Electronic devices and circuit theory*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1972.
- [34] - McLYMAN, Colonel William T. *Designing magnetic components for high-frequency DC-DC converters*. San Marino (CA): Kg Magnetics, 1993.
- [35] - MOTOROLA. *Rectifier and zener diodes data*. Phoenix, 1988.
- [36] - IBRAPE. *Transistores - dados e curvas para projetos*. s.l., 1974. Catálogo técnico
- [37] - MOTOROLA. *CMOS integrated circuits*. Austin, 1978. Catálogo técnico.
- [38] - UNITRODE. *Linear integrated circuits databook*. Merrimack, 1987. Catálogo técnico.
- [39] - MELLO, Luiz Fernando Pereira de . *Projetos de fontes chaveadas*. São Paulo: Érica, 1987.
- [40] - PRESSMAN, Abraham I. *Switching power supply design*. New York: McGraw-Hill, 1991.
- [41] - MOTOROLA. *Rectifier and zener diodes data*. Phoenix, 1988.
- [42] - TABISZ, W.A.; JOVANOVIĆ, M.M. Practical design considerations for high-frequency transformers and resonant inductors. In: VIRGINIA POWER ELECTRONICS CENTER 1990 SEMINAR, Blacksburg, 17-19 sept. 1990. "Tutorials"... VPEC, 1990. p.89-100.
- [43] - SGS. *Motion control application manual*. Phoenix, 1987.
- [44] - MATHSOFT. *Mathcad^{3.0} user's guide*. Cambridge (MA), 1991.
- [45] - BRASELE ELETRÔNICA. *Heat sinks*. São Paulo, s.d. Catálogo técnico.
- [46] - GENERAL ELECTRIC. *Semiconductor data book*. 3.ed. Catálogo de dados.
- [47] - ICOTRON. *Alto CV-fonte - capacitores eletrolíticos de alumínio*. São Paulo, 1984. Catálogo técnico.

APÊNDICE A

ESTUDO DO TRANSFORMADOR

ESTUDO DO TRANSFORMADOR

A.1 - DISTRIBUIÇÃO DAS CORRENTES ENTRE OS SECUNDÁRIOS

Considerando-se o filtro de saída e a indutância magnetizante do transformador como fontes de corrente, pode-se representar o conversor pela fig.A.1. Supondo-se que inicialmente o conversor esteja transferindo potência à carga no intervalo DT , a tensão sobre o primário é $V_{AB} = (1 - D)V_{ent}$, a corrente I_s flui através de D_{r1} e através do indutor ressonante circula a soma de I_m e I_s' . No final deste intervalo, tem início o processo de comutação. Enquanto V_{AB} é positiva, a corrente I_s' circula no primário. No instante em que esta tensão se inverte, há uma tendência à diminuição de i_{Lr} . Não havendo corrente suficiente no primário e sendo a inércia do filtro de saída muito grande, o diodo D_{r2} é colocado em condução. A corrente no primário, $i_p(t) = i_{Lr}(t) - I_m$, reflete-se no secundário. A parcela que falta para que esta corrente refletida se iguale a I_s é dividida entre os dois enrolamentos secundários, contrabalançando seus fluxos magnéticos. A situação se mantém até que se complete a transição de estado do indutor ressonante. Processo semelhante ocorre durante a transição complementar.

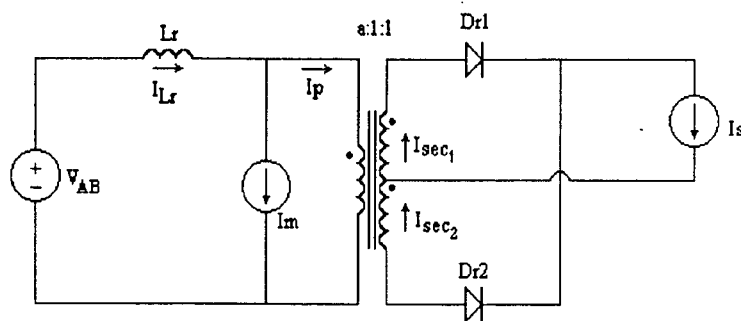


Fig.A.1 - Representação do conversor em uma situação de operação genérica.

Pode-se estabelecer que:

$$i_{sec1}(t) = [i_{Lr}(t) - I_m] + \frac{I_s - [i_{Lr}(t) - I_m]}{2} \quad (A.1)$$

$$i_{\text{sec1}}(t) = \frac{I_s - I_m'' + i_{L_r}''(t)}{2} \quad (\text{A.2})$$

A lei das correntes de Kirchhof aplicada ao ponto médio do transformador indica que:

$$i_{\text{sec2}}(t) = i_{\text{sec1}}(t) - I_s \quad (\text{A.3})$$

Logo:

$$i_{\text{sec2}}(t) = \frac{-I_s - I_m'' + i_{L_r}''(t)}{2} \quad (\text{A.4})$$

Enquanto há transferência de potência via S_1 , tem-se:

$$i_{L_r}''(t) = 2(1 - D)I_s \quad (\text{A.5})$$

Conhece-se, outrossim, o valor da corrente média através da magnetizante.

$$I_m'' = (1 - 2D)I_s \quad (\text{A.6})$$

Donde

$$i_{\text{sec1}}(t) \Big|_{t_0 < t < t_2} = I_s \quad (\text{A.7})$$

$$i_{\text{sec2}}(t) \Big|_{t_0 < t < t_2} = 0 \quad (\text{A.8})$$

Durante a transferência de potência via S_2 , tem-se:

$$i_{L_r}''(t) = -2DI_s \quad (\text{A.9})$$

$$i_{\text{sec1}}(t) \Big|_{t_5 < t < t_7} = 0 \quad (\text{A.10})$$

$$i_{\text{sec2}}(t) \Big|_{t_5 < t < t_7} = -I_s \quad (\text{A.11})$$

Assim, as correntes através dos secundários são dadas, a qualquer instante, pelas equações (A.2) e (A.4). Nos conversores que não apresentam corrente média através da indutância magnetizante, estas expressões se reduzem a (A.12) e (A.13).

$$i_{\text{sec1}}(t) = \frac{I_s + i_{L_r}''(t)}{2} \quad (\text{A.12})$$

$$i_{\text{sec2}}(t) = \frac{-I_s + i_{L_r}''(t)}{2} \quad (\text{A.13})$$

A.2 - COMPOSIÇÃO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Quando ocorrem as comutações no conversor, bem como durante as subseqüentes transições de estado de L_r , os secundários são colocados em curto-circuito, fazendo com que a tensão V_{AB} se distribua entre as indutâncias de dispersão. Uma vez que a tensão V_p se reflete no secundário, estando aplicada sobre L_{dsec1} e L_{dsec2} , pode se desprezar a magnetizante do transformador, resultando no circuito da fig.A.2.

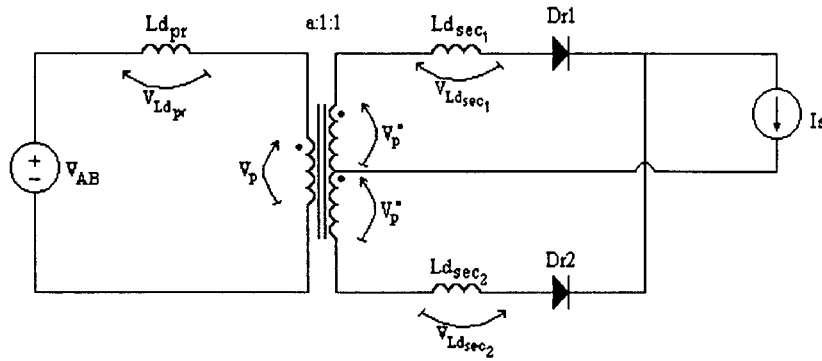


Fig.A.2 - Circuito representativo do conversor durante as comutações.

Então:

$$V_{AB} = V_{Ldpr} + V_p \quad (A.14)$$

No secundário:

$$2V_p'' = V_{Ldsec1} + V_{Ldsec2} \quad (A.15)$$

A partir dos resultados de (A.2) e (A.4) podem ser obtidos (A.16) e (A.17).

$$V_{Ldsec1} = \frac{L_{dsec1}}{2} \frac{di_{Ldpr}''(t)}{dt} \quad (A.16)$$

$$V_{Ldsec2} = \frac{L_{dsec2}}{2} \frac{di_{Ldpr}''(t)}{dt} \quad (A.17)$$

Percebe-se que a variação da corrente do primário se reflete em cada secundário dividida pelo fator 2. De fato, enquanto no primário a excursão total de corrente é $2I_s'$, cada secundário apresenta uma variação de I_s . Referindo-se ao primário e levando a (A.14):

$$V_{AB} = V_{L_{dpr}} + \frac{V_{L_{dsec1}}' + V_{L_{dsec2}}'}{2} \quad (A.18)$$

$$V_{AB} = \left(L_{dpr} + \frac{L_{dsec1}' + L_{dsec2}'}{4} \right) \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (A.19)$$

Em consequência, a indutância L_d , que sumariza todas as dispersões, é definida pela expressão (A.20).

$$L_d = L_{dpr} + \frac{L_{dsec1}' + L_{dsec2}'}{4} \quad (A.20)$$

No caso de haver um indutor série externo, este se associa naturalmente em série com a indutância de dispersão do primário.

Desejando se identificar individualmente as dispersões, são necessárias três medições, sempre a partir do primário do transformador, conforme a fig.A.3. O procedimento é descrito a seguir.

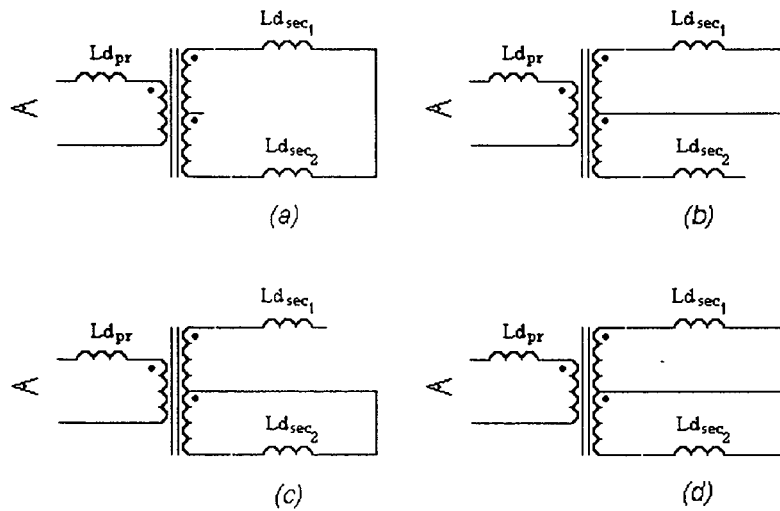


Fig.A.3 - Diagramas representativos das medições de indutâncias de dispersão.

1) Mantendo-se a conexão do ponto médio, unem-se as extremidades dos enrolamentos secundários (fig.A.3a). Mede-se assim o valor L_A , que é o próprio L_d :

$$L_A = L_d = L_{dpr} + \frac{L_{dsec1}' + L_{dsec2}'}{4} \quad (A.21)$$

2) Faz-se um curto-circuito somente no secundário 1 (fig.A.3b). O valor assim obtido é L_B .

$$L_B = L_{d_{pr}} + L_{d_{sec1}}' \quad (A.22)$$

3) Faz-se um curto-circuito somente no secundário 2 (fig.A.3c), obtendo-se L_C .

$$L_C = L_{d_{pr}} + L_{d_{sec2}}' \quad (A.23)$$

As indutâncias individuais são então obtidas:

$$L_{d_{pr}} = 2L_A - \frac{L_B + L_C}{2} \quad (A.24)$$

$$L_{d_{sec1}}' = \frac{3L_B + L_C}{2} - 2L_A \quad (A.25)$$

$$L_{d_{sec2}}' = \frac{3L_C + L_B}{2} - 2L_A \quad (A.26)$$

Essas mensurações podem ser feitas em uma ponte de medição ou com o auxílio de um conversor do tipo "Buck". Este último processo consiste em utilizar-se o indutor a ser medido como indutor de filtragem do conversor. Surgem então periodicamente sobre este elemento tensões que se mantêm constantes durante um determinado intervalo de tempo. O valor da indutância é calculado a partir do conhecimento das tensões aplicadas e das taxas de variação da corrente. O uso do conversor do tipo "Buck" tem como vantagem a possibilidade de monitorar-se a corrente média injetada no elemento magnético, viabilizando medições em condições bastante próximas às operacionais, de modo que os dados sobre a saturação dos elementos podem ser facilmente obtidos.

Para confirmação das informações obtidas, podem se conectar todas as saídas do secundário, com a configuração mostrada na fig.A.3d, tomando-se o valor de L_D , dado por (A.27).

$$L_D = L_{d_{pr}} + \frac{L_{d_{sec1}}' \cdot L_{d_{sec2}}'}{L_{d_{sec1}}' + L_{d_{sec2}}'} \quad (A.27)$$

A partir da análise da fig.A.2 percebe-se que, durante as transições de L_T , a tensão sobre o filtro de saída é:

$$V_{fs} = V_s'' - V_{L_{d_{sec1}}} = V_{L_{d_{sec2}}} - V_s'' \quad (A.28)$$

$$V_{fs} = V_p \left(1 - \frac{2L_{d_{sec2}}}{L_{d_{sec1}} + L_{d_{sec2}}} \right) \quad (A.29)$$

Portanto, caso as indutâncias de dispersão dos dois secundários não sejam idênticas, há uma tensão aplicada sobre o filtro de saída, como pode ser observado nas formas de onda da tensão V_{fs} obtidas por simulação (fig.3.12e) e por experimentação (fig.4.7b). Este fenômeno não acarreta maiores consequências, pois o valor médio desta tensão é nulo.

A.3 - OBTENÇÃO DO FATOR K_p

O procedimento a seguir se baseia na metodologia estabelecida na referência [21]. No transformador ideal, são válidas as relações (A.30) para o intervalo DT e (A.31) para $(1-D)T$.

$$N_{pr} I_p = N_{sec1} I_{sec1} \quad (A.30)$$

$$N_{pr} I_p = N_{sec2} I_{sec2} \quad (A.31)$$

Com carga nominal, a corrente I_p se iguala a I_s' . Assumindo-se que $I_{pref} = I_s'$ (relação válida para D próximo a 0,5), tem-se:

$$I_p = I_{pref} \quad (A.32)$$

A área de cobre necessária para o enrolamento primário é portanto dada pela relação (A.33).

$$A_{pr} = \frac{N_{pr} I_p}{J} \quad (A.33)$$

A corrente eficaz no secundário 1 é máxima com $D = 0,5$:

$$I_{sec1ef} = \frac{I_{sec1}}{\sqrt{2}} \quad (A.34)$$

$$A_{sec1} = \frac{N_{sec1} I_{sec1}}{J\sqrt{2}} \quad (A.35)$$

O secundário 2 deve ser dimensionado para $D = D_{Ventmáx}$.

$$I_{sec2ef} = I_{sec2} \cdot \sqrt{1 - D_{Ventmáx}} \quad (A.36)$$

$$A_{\text{sec } 2} = \frac{N_{\text{sec } 2} I_{\text{sec } 2}}{J} \sqrt{1 - D_{\text{vent máx}}} \quad (\text{A.37})$$

Com base no acima exposto, pode se estabelecer que:

$$A_{\text{sec } 1} = \frac{A_{\text{pr}}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.38})$$

$$A_{\text{sec } 2} = A_{\text{pr}} \cdot \sqrt{1 - D_{\text{vent máx}}} \quad (\text{A.39})$$

O fator K_p indica a relação entre a área de cobre ocupada pelo enrolamento primário e a área total de cobre do transformador. Assim:

$$K_p = \frac{A_{\text{pr}}}{A_{\text{pr}} + A_{\text{sec } 1} + A_{\text{sec } 2}} \quad (\text{A.40})$$

$$K_p = \frac{1}{1 + \frac{1}{\sqrt{2}} + \sqrt{1 - D_{\text{vent mín}}}} \quad (\text{A.41})$$

Desta maneira, o fator K_p pode assumir valores teóricos entre 0,369 e 0,414.

APÊNDICE B

ANÁLISE DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ ATRAVÉS DO SECUNDÁRIO 2

ANÁLISE DAS CORRENTES MÉDIA E EFICAZ ATRAVÉS DO SECUNDÁRIO 2

A corrente média através do secundário 2 é dada pela equação (B.1).

$$I_{\text{sec2méd}} = (1 - D)I_s \quad (\text{B.1})$$

À medida que diminui a corrente demandada pela carga, a razão cíclica também diminui.

O fator $(1-D)$ é, pois, crescente com a diminuição de I_s . Ao longo do trabalho, tem-se assumido que o valor máximo da corrente média ocorre com $D = D_{(V_{\text{ent,max}})}$. Este é o ponto em que, para a corrente de carga nominal, a função $(1-D)I_s$ se maximiza. Uma investigação a respeito da possibilidade de esta função apresentar um valor ainda maior, para uma corrente de carga inferior à nominal, é feita a seguir, a partir da derivação da função $I'_{\text{sec2méd}}$ com relação a I_s' .

$$\frac{d(1-D)I_s'}{dI_s'} = (1-D) + I_s' \frac{d(1-D)}{dI_s'} \quad (\text{B.2})$$

$$D = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{2}{V_{\text{ent}}} (V_s' + 4L_r f_c I_s')} \right] \quad (\text{B.3})$$

$$\frac{dD}{dI_s'} = \frac{2L_r f_c}{V_{\text{ent}} \sqrt{1 - \frac{2(V_s' + 4L_r f_c I_s')}{V_{\text{ent}}}}} \quad (\text{B.4})$$

Então

$$\frac{d(1-D)I_s'}{dI_s'} = (1-D) - \frac{2L_r f_c I_s'}{V_{\text{ent}} \sqrt{1 - \frac{2(V_s' + 4L_r f_c I_s')}{V_{\text{ent}}}}} \quad (\text{B.5})$$

$$\frac{d(1-D)I_s'}{dI_s'} = (1-D) - \frac{\frac{\Delta V}{2}}{V_{\text{ent}} \sqrt{1 - \frac{2(V_s' + \Delta V)}{V_{\text{ent}}}}} \quad (\text{B.6})$$

Substituindo-se os valores do conversor projetado para a condição de $V_{entm\acute{a}x}$, tem-se

$$\left. \frac{d(1-D)I_s'}{dI_s'} \right|_{V_{ent}=420V, I_s=10A} = 0,607 \quad (B.7)$$

A corrente eficaz do secundário 2, referida ao primário, é dada por (B.8).

$$I_{sec2\ ef} = I_s' \sqrt{1-D} \quad (B.8)$$

$$\frac{d[\sqrt{(1-D)} \cdot I_s']}{dI_s'} = \sqrt{(1-D)} + I_s' \frac{d\sqrt{(1-D)}}{dI_s'} \quad (B.9)$$

$$\frac{d\sqrt{1-D}}{dI_s} = \frac{1}{2\sqrt{1-D}} \frac{d(-D)}{dI_s} \quad (B.10)$$

$$\frac{d[\sqrt{(1-D)} \cdot I_s']}{dI_s'} = \sqrt{(1-D)} - \frac{L_r f_c I_s'}{V_{ent} \cdot \sqrt{1-D} \cdot \sqrt{1 - \frac{2(V_s' + 4L_r f_c I_s')}{V_{ent}}}} \quad (B.11)$$

$$\frac{d[\sqrt{(1-D)} \cdot I_s']}{dI_s'} = \sqrt{(1-D)} - \frac{\Delta V/4}{V_{ent} \cdot \sqrt{1-D} \cdot \sqrt{1 - \frac{2(V_s' + \Delta V)}{V_{ent}}}} \quad (B.12)$$

$$\left. \frac{d[\sqrt{(1-D)} \cdot I_s']}{dI_s'} \right|_{V_{ent}=420V, I_s=10A} = 0,847 \quad (B.13)$$

Os resultados (B.7) e (B.13) mostram serem crescentes as funções das correntes média e eficaz no ponto de operação escolhido, ratificando a escolha feita.

APÊNDICE C

CIRCUITO DE COMANDO

CIRCUITO DE COMANDO

A função do circuito de comando é fornecer os pulsos complementares aos gatilhos dos MOSFETs, com tensões adequadas para colocá-los em condução e bloqueá-los nos instantes corretos, promovendo ainda a proteção necessária para evitar danos à carga e ao conversor.

Para a geração dos sinais com razão cíclica D , faz-se uso do CI 3525, um circuito integrado modulador da largura dos pulsos de 16 pinos [43]. Em linhas gerais, o funcionamento deste componente se baseia na comparação de uma onda interna em forma de dente de serra com o nível da tensão do pino 9, resultando em pulsos cujas larguras mantêm proporcionalidade com esta tensão. Esta tensão, por sua vez, é dependente da comparação entre a referência (pino 2) e uma amostra da tensão de saída (pino 1). Um capacitor (pino 5) e um resistor (pino 6) regulam a frequência de oscilação, que pode ser de 100Hz a 500kHz. A partida progressiva é conseguida pela conexão de um capacitor ao pino 8. Uma tensão aplicada ao pino 10 inibe a geração dos pulsos. O circuito coloca à disposição ainda a saída de uma fonte estabilizada de $5,1V \pm 1\%$ / 50mA no pino 16.

Os pulsos de saída do CI 3525 destinam-se ao interruptor S_1 . Estes sinais, simplesmente invertidos e amplificados, poderiam servir para S_2 , não fosse um inconveniente: no instante em que atua a proteção, inibindo a geração de pulsos, esta inibição também é invertida, traduzindo-se em ordem de condução. O interruptor S_2 alimentaria então um curto-circuito, o que não é desejável. Um tratamento adicional deve ser dado aos pulsos invertidos a fim de evitar esta situação.

Com base no exposto, o circuito de comando pode ser resumido pelo diagrama em blocos da fig.C.1, no qual o amostrador da tensão dreno-fonte é utilizado para implementar a função de tiristor dual, bloqueando o comando enquanto a tensão sobre o interruptor é elevada. Uma vez que cada interruptor está em um nível de terra diferente, os comandos devem ser isolados por transformadores de pulso. O circuito referente ao interruptor S_2 requer uma fonte auxiliar independente.

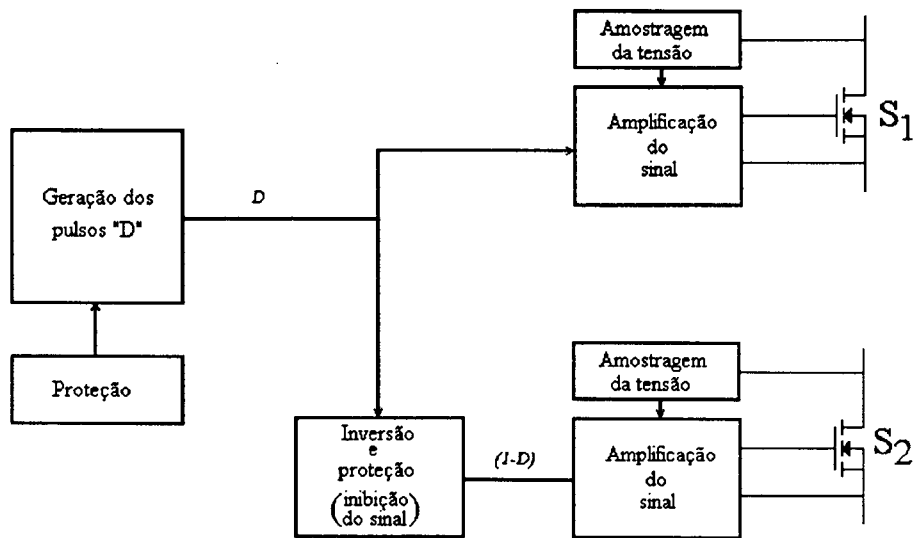


Fig.C.1 - Diagrama esquemático das funções realizadas pelo circuito de comando.

Mostra-se na fig.C.2 o circuito de comando ("driver") de S_1 . Constitui-se em um circuito isolado por transformador de pulso, já incorporando o sensor da tensão V_{DS1} . O pulso proveniente do CI 3525 atinge imediatamente a base de Q_1 através do caminho de baixa impedância promovido por C_1 . Ao encerrar-se o pulso, a tensão deste capacitor polariza negativamente a junção base-emissor do transistor, facilitando sua rápida abertura. A polarização de Q_2 ocorre quando a tensão sobre R_4 atinge um valor de aproximadamente 0,7V. Para tanto, é necessária a circulação de corrente na malha $T_{p1} - D_{z2} - R_4 - R_5 - D_1 - C_{pS1}$, o que somente é possível quando a tensão sobre S_1 se encontra em um nível baixo. O nível de tensão sob o qual se deseja a entrada em condução de S_1^* é ajustado pela relação entre R_4 e R_5 . Estes elementos cumprem, portanto, a função de amostradores da tensão dreno-fonte, imprimindo ao interruptor a característica de tiristor dual.

Na verdade, esse processo pode ser comprometido por pequenos pulsos espúrios que se propagam através da capacitância de Q_2 no instante em que sobe a tensão no secundário de T_{p1} . A escolha do valor adequado de R_4 e o uso de transistores com baixa capacitância são importantes na minimização deste efeito. A colocação dos diodos D_2 e D_3 em série [30] impede que este pulso atinja o gatilho do MOSFET, devido à barreira imposta por suas tensões de

* A "tensão nula" ou "zero de tensão" sob o qual se processa a comutação não deve ser entendido como um zero absoluto; é um nível de tensão baixo em relação a V_{ent} .

recuperação direta. Cessado o pulso, a capacitância do gatilho é rapidamente descarregada via Q_3 . T_{p1} tem condições de se desmagnetizar via D_{z2} e R_3^* .

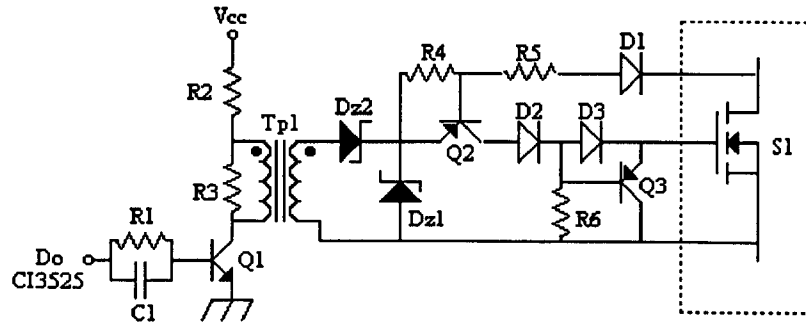


Fig.C.2 - Circuito de comando do interruptor S_1 .

Na fig.C.3 apresenta-se o inversor, no qual $Inv_{1,2,3}$ são portas do CI 4049. Recebendo o pulso com razão cíclica D , este circuito envia ao interruptor o pulso invertido, com razão cíclica $(1-D)$. Se o pulso original permanecer em nível zero durante um tempo prolongado, denunciando a ação da proteção, a tensão na entrada de Inv_2 cai abaixo do nível lógico 1 devido à ação de R_{10} e C_2 , inibindo a manutenção da ordem de condução de S_2 .

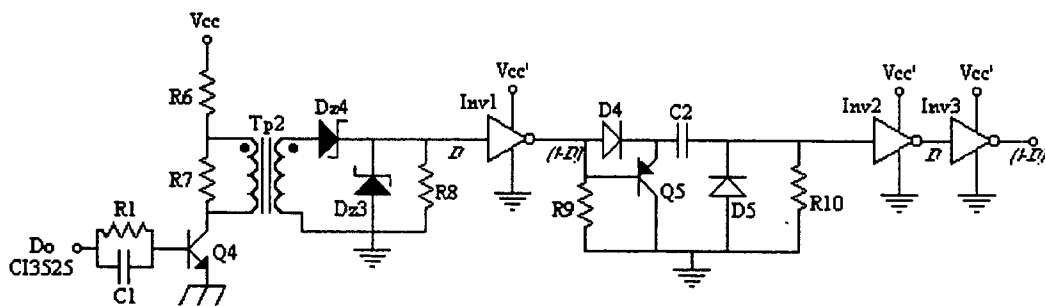


Fig.C.3 - Circuito inversor com função inibidora de pulsos prolongados.

No circuito implementado, utilizam-se fontes auxiliares de 15V. Neste caso, o nível lógico na entrada das portas é garantidamente 1 se a tensão for superior a 12V [31]. Para que os pulsos normais não sejam afetados pela rede RC, tem-se:

* Através de R_3 circula V_{Dz2}/R_3 ; o restante da corrente circula por D_{z2} . A partir do momento em que a corrente da indutância magnetizante de T_{p1} atinge o valor V_{Dz2}/R_3 , a desmagnetização ocorre de maneira exponencial via R_3 .

$$15e^{-t/R_{10}C_2} = 12 \quad (C.1)$$

$$t = 0,22 \cdot R_{10}C_2 \quad (C.2)$$

A combinação $R_{10} = 1,8k\Omega$ e $C_2 = 27nF$ permite uma operação normal do sistema.

O nível lógico zero é garantido com tensão de entrada inferior a 3V. Assim, o tempo máximo de atraso na inibição de pulsos prolongados é:

$$15e^{-t_a/R_{10}C_2} = 3 \quad (C.3)$$

$$t_a = 1,6R_{10}C_2 \quad (C.4)$$

Com os valores escolhidos tem-se:

$$t_a = 78\mu s \quad (C.5)$$

No circuito real observou-se um atraso máximo de $25\mu s$, com uma demora de $10\mu s$ no retorno à operação normal.

O circuito de comando de S_2 (fig.C.4) é acionado diretamente da saída de Inv3. A configuração de Q_6 e Q_7 é em duplo emissor-seguidor, que possibilita a operação com impedância de entrada bastante alta e impedância de saída baixa [32].

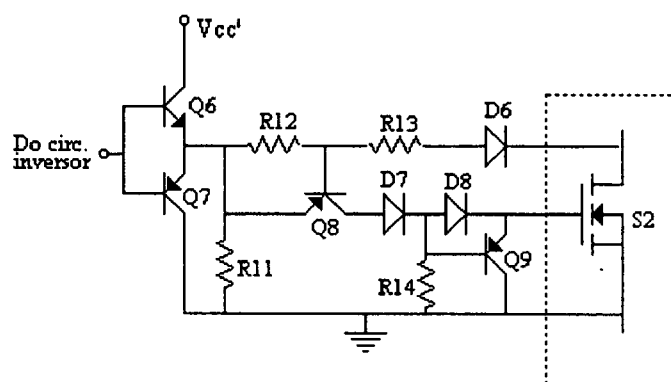


Fig. C.4 - Circuito de comando do interruptor S_2 .

O circuito de proteção contra sobrecorrentes é apresentado na fig.C.5 [1,29]. Uma das saídas do primário do transformador do circuito de potência passa no interior de um toróide, constituindo o primário de T_{C1} . A sobrecorrente refletida no secundário de T_{C1} é percebida sob a forma de um impulso no gatilho de T_1 . A entrada em condução deste tiristor faz com que Q_{10} se bloqueie, impondo uma tensão no pino 10 do CI 3525.

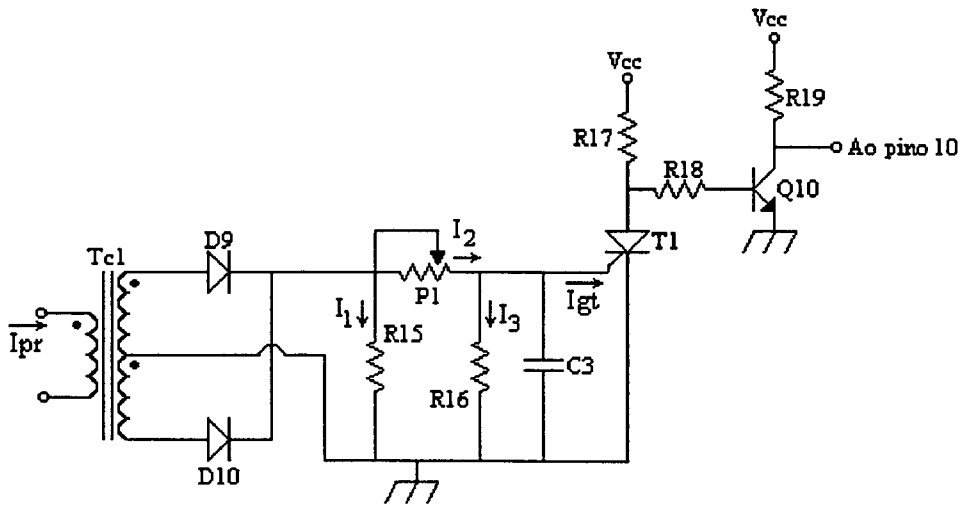


Fig.C.5 - Circuito de proteção contra sobrecorrentes.

Utilizando-se o tiristor TIC106, que requer $I_{gt} = 200\mu A$ e $V_{gt} = 1V$ no disparo, e supondo-se $R_{16} = 1k\Omega$, têm-se:

$$I_3 = 1mA \quad (C.6)$$

$$I_2 = I_{gt} + I_3 \Rightarrow I_2 = 1,2mA \quad (C.7)$$

Ajustando-se P_1 em $1k\Omega$, a tensão sobre R_{15} fica:

$$V_{R_{15}} = 2,2V \quad (C.8)$$

A corrente no secundário de T_c é então dada por (C.9)

$$I_{secT_c} = 1,2mA + \frac{2,2V}{R_{15}} \quad (C.9)$$

Se $R_{15} = 8,2\Omega$, $I_{secT_c} = 0,27A$. Para que a proteção atue com correntes superiores a 6A no primário, tem-se:

$$N_{secT_c} = \frac{6}{0,27} = 22 \text{ esp} \quad (C.10)$$

O circuito de comando completo é mostrado na fig.C.6. A relação dos valores dos componentes é dada a seguir.

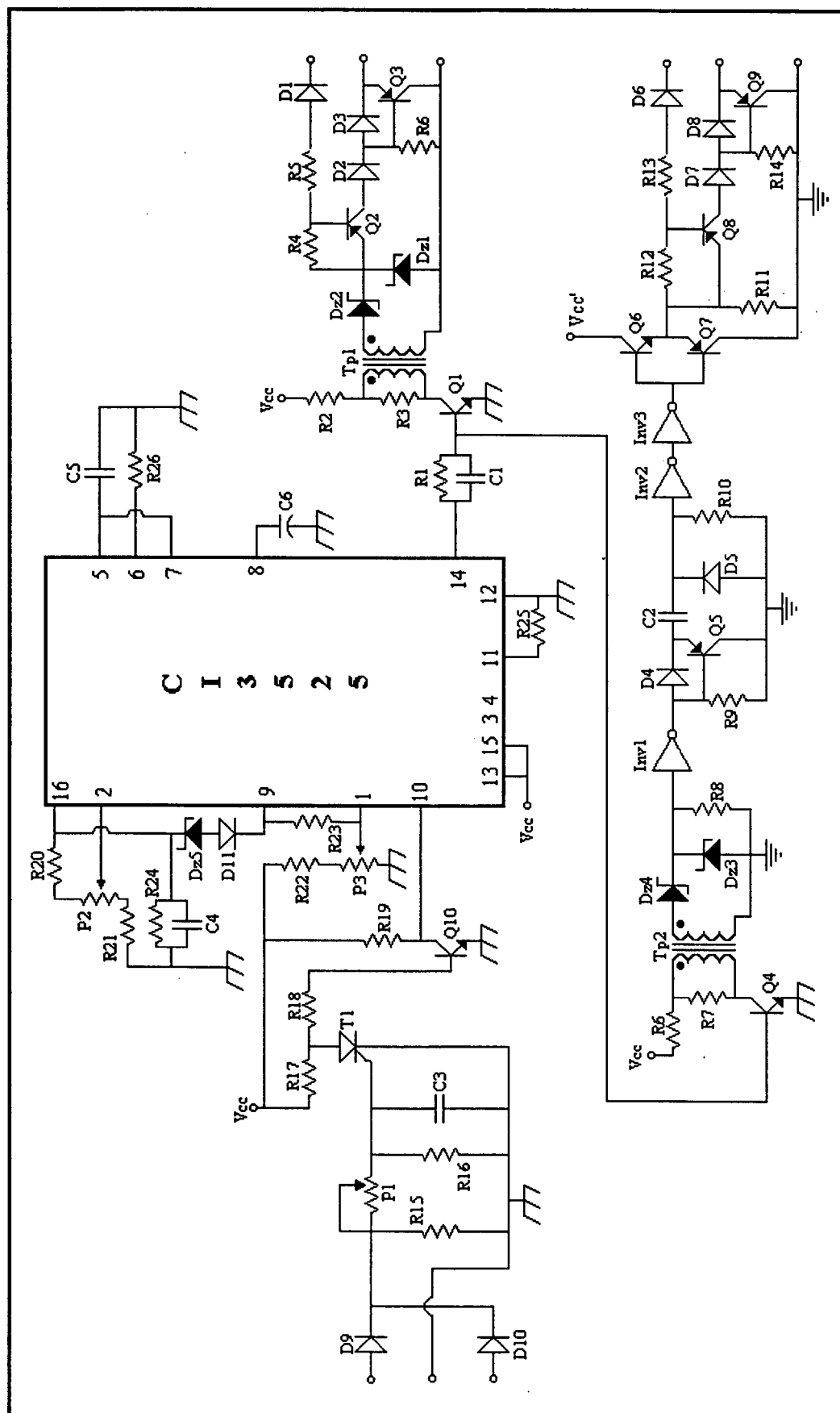


Fig. C. 6 - Circuito de comando completo do conversor meia-ponte assimétrico.

Resistores

R1 = 1k2
 R4 = 680R
 R7 = 1k8
 R10 = 1k8
 R13 = 1k8
 R16 = 1k
 R19 = 5k6
 R22 = 4k7
 R25 = 4k7

R2 = 8R2/1W
 R5 = 1k8
 R8 = 1k8
 R11 = 1k8
 R14 = 470R/1W
 R17 = 330R/1W
 R20 = 330R
 R23 = 3k3
 R26 = 22k

R3 = 1k5
 R6 = 470R/1W
 R9 = 3k3
 R12 = 680
 R15 = 8R2/1W
 R18 = 4k7
 R21 = 330R
 R24 = 47R

Potenciômetros

P1 = 2k

P2 = 500R

P3 = 2k

Transformadores

Tp1 = E-20/5 30:30 26AWG

Tp2 = E-20/5 40:40 26AWG

Tc = NT15 2*22esp 27AWG

Tiristor

T1 = TIC106

Fontes de Tensão

Vcc = 15V

Vcc' = 15V

Diodos

D1 = 1N4937
 D4 = 1N4148
 D7 = 1N4148
 D10 = 1N4148

D2 = 1N4148
 D5 = 1N4148
 D8 = 1N4148
 D11 = 1N4148

D3 = 1N4148
 D6 = 1N4937
 D9 = 1N4148

Diodos Zener

Dz1 = 1N964
 Dz4 = 1N966

Dz2 = 1N966
 Dz5 = 1N747

Dz3 = 1N964

Transistores

Q1 = BC337
 Q4 = DC337
 Q7 = BC328
 Q10 = BC337

Q2 = BC328
 Q5 = BC327
 Q8 = 2N2907

Q3 = 2N2907
 Q6 = BC337
 Q9 = 2N2907

Capacitores

C1 = 1nF
 C4 = 100nF

C2 = 27nF
 C5 = 560pF

C3 = 22nF
 C6 = 47μF / 25V